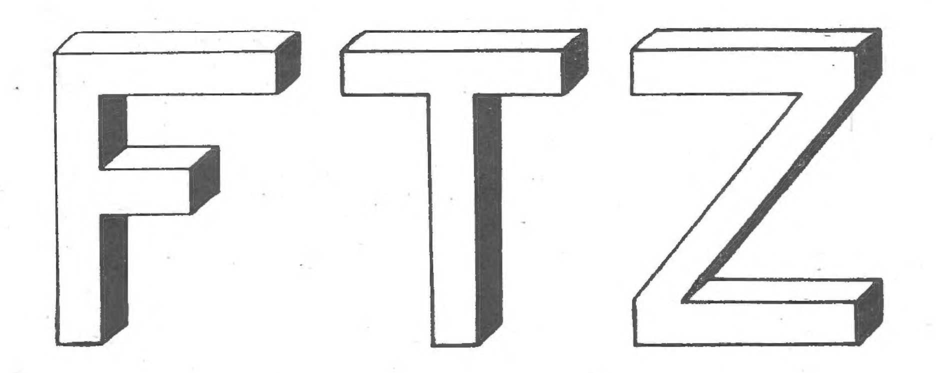
Behne Lindenring 1



FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT

AUFSÄTZE UND MITTEILUNGEN AUS DEM FERNMELDEWESEN

1949 März Heft 3

Inhalt:

Seite

Pavel: CCIF-Empfehlungen für neue Rundfunkleitungen hoher Güte 65

Grün: Die zweckmäßige Wahl von Höhe, Entfernung und Wellenlänge für die Planung von Dezimeterstrecken 69

Schwartz: Zum Vergleich zwischen Amplituden- und Frequenzmodulation im Ultrakurzwellenrundfunk 73

Bauer: Ermittlung von Quadratsummen und Wurzeln aus Quadratsummen mit Hilfe des Rechenschiebers 77

Führer: Fernamtsansage 81

Rohde und Leonhardt: Fernsynchronisierung mit Normalfrequenz 85

Meyer-Eppler: Synthetische Sprache . . . 91

Dieminger: Die Ionosphäre im Februar 1949 94

Buch- und Zeitschriftenlese . . . 76, 79, 84, 93, 95



Georg Simon Ohm 1789—1854

HERAUSGEBER: DIPL.-ING. JOHANNES WOSNIK · DÜSSELDORF
VERLAG: FRIEDR. VIEWEG & SOHN · BRAUNSCHWEIG

FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT - Heft 3, März 1949

Erscheint monatlich. Bezugspreis: Vierteljährlich 6,— DM, Einzelheft 2,50 DM. Bezug durch Post, Buchhandel oder Verlag.

HERAUSGEBER UND LIZENZTRÄGER: Dipl.-Ing. Johannes Wosnik, (22 a) Düsseldorf, Karl-Theodor-Str. 10.

SCHRIFTLEITER: Dipl.-Ing. H. Bornemann, (16) Frankfurt/Main, Elbestr. 1; Dr.-Ing. R. Führer, (13 b) München 2, Tillystr. 1-3; Dr. H. Rindfleisch, (24 a) Hamburg, Rothenbaumchaussee 132—134.

GESCHÄFTSSTELLE: Willy Greger, (16) Frankfurt/Main 2, Gallusanlage 2, Fernruf: 30521.

VERLAG: Friedr. Vieweg & Sohn, (20 b) Braunschweig, Burgplatz 1, Fernruf: 2184, Postscheck: Hannover 227.

DRUCK: Schloß-Buchdruckerei, Braunschweig, Schützenstraße 37.

Aufsätze an den Herausgeber oder einen Schriftleiter erbeten. Anzeigen durch den Verlag.

Veröffentlicht unter Zulassung 204 und C 3095 B der Nachrichtenkontrolle der Militärregierung.

Umschlagfoto: Deutsches Museum, München.

CCIF-Empfehlungen für neue Rundfunkleitungen hoher Güte

Von **E. A. Pavel**, Frankfurt/Main

Mit 4 Abbildungen

DK 621.394.73

Übersicht

Im Rahmen des vom CCIF in Montreux 1946 ausgearbeiteten Europäischen Fernsprech-Netzplanes sind auch Rundfunkleitungen hoher Güte vorgesehen. Die Bedingungen für diese „hochqualifizierten Rundfunkleitungen" sind in Anlage 10 des o. a. Netzplanes enthalten.

In der nachstehenden Arbeit werden die Bedingungen für die neuen Leitungen im einzelnen angegeben, die sich aus ihnen ergebenden Betriebswerte erläutert und den bisherigen Werten gegenübergestellt.

I. Einleitung

Das CCIF führt in Anlage 10 des 1946 in Montreux angenommenen „Europäischen Fernsprech-Netzplanes" aus, daß es seiner Ansicht nach wünschenswert ist, wenn Leitungen geschaffen werden, die die Übertragung von Rundfunkdarbietungen mit größerer Güte gewährleisten als die bisher verwendeten Leitungen, obwohl die z. Z. hauptsächlich vorhandenen amplitudenmodulierten Rundfunksender den verzerrungsfreien Durchlaßbereich solcher Rundfunkleitungen nicht ausnutzen können. Der Wunsch entstand besonders im Hinblick auf künftige, von der Amplitudenmodulation abweichende Modulationsverfahren, wie etwa der Frequenz- oder Impulsmodulation, oder anderer Systeme für die Ausbreitung von Rundfunkprogrammen (Anm. d. Verf.: Drahtfunk?).

Im weiteren ist ausgeführt, daß die Bestimmungen der genannten Anlage 10, des „Muster-Pflichtenheftes", als vorläufig anzusehen sind und daß sie Grenzwerte darstellen, die tatsächlich erst in mehr oder weniger ferner Zukunft erreicht werden können. Die Bestimmungen gelten grundsätzlich für eine ständig für Rundfunkübertragungen benutzte Leitung von 1000 km Länge. Es ist weiter gesagt, daß die Bestimmungen im Verfolg der im Gange befindlichen Untersuchungen an Leitungen für direkte Übertragung oder an Trägerstromleitungen zu ändern oder zu vervollständigen sein werden. Hierdurch ist auch bereits zum Ausdruck gebracht, daß es offen bleibt, ob das Frequenzband niederfrequent oder trägerfrequent und in einem Band oder unterteilt, übertragen werden soll.

II. Bestimmungen

1. Übertragungsbereich

Es soll das Frequenzband von 30—15 000 Hz w i r k s a m übertragen werden, gegenüber einem Band von 50—6400 Hz bei den bisherigen Rundfunkleitungen.

A n m e r k u n g : Eine Frequenz wird bei Rundfunkübertragungen w i r k s a m übertragen, wenn die (Rest-) Dämpfung für die betr. Frequenz höchstens um 0,5 N (4,34 db) größer ist als bei 800 Hz.

2. Dämpfungsverzerrungen

Die Schaulinie für die Restdämpfung der Leitung in Abhängigkeit von der Frequenz soll innerhalb der schraffierten Fläche der Abb. 1 liegen. Hierbei ist als weitere Bedingung noch gefordert, daß die Neigung der Kurve im Frequenzbereich von 10—15 kHz 0,7 N (6 db) je Oktave nicht überschreitet. Das bedeutet also, daß sie zwischen 10 und 15 kHz einen Dämpfungsanstieg um max 0,40 N aufweisen darf.

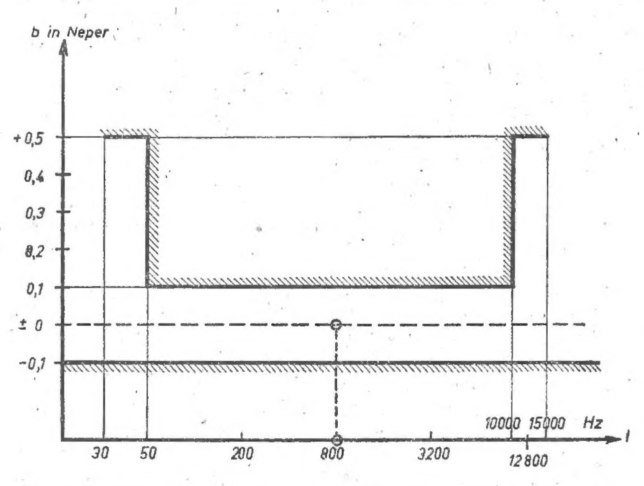


Abb. 1. Zulässige Änderung der Restdämpfung am Ende eines Verstärkerfeldes (Ausgang des Rundfunkleitungsverstärkers) bei „hochqualifizierten Rundfunkleitungen", bezogen auf 800 Hz

3. Nichtlineare Verzerrungen

Die Klirrdämpfung soll für die einzelnen Frequenzen des Übertragungsbereiches mindestens die nachstehend angegebenen Werte erreichen:

Frequenz	Mindest-Klirrdämpfung	Max. Klirrfaktor
50—100 Hz	3,5 N	3%
100—7500 Hz	4,6 N	1%
7500—15 000 Hz	3,5 N	3%

Die Bedingungen für den Bereich von 30—50 Hz werden später festgesetzt.

Die Klirrdämpfung soll mit sinusförmigem Strom gemessen werden. Die Leistung am Anfang der Leitung (relativer Pegel 0) soll dabei 16 mW *) (bei einem Leitungsscheinwiderstand von 600 Ohm) betragen und ist zu errechnen aus den tatsächlichen Werten von Spannung und Strom.

Bei den bisherigen Rundfunkleitungen wurde für die Klirrdämpfung ein Mindestwert von 2,3 N (20 db) entsprechend einem Klirrfaktor von 10 % (!) gefordert. Von den Rundfunkgesellschaften wurde bereits eine Klirrdämpfung von mindestens 3,2 N (28 db) ent-

*) Diese Meßvorschrift steht z. T. im Widerspruch zu den Bestimmungen nach Punkt 9. Vgl. hierzu auch die Anmerkung zu Punkt 10.

sprechend einem Klirrfaktor von 4 % angestrebt. Dieser Wert ist vom CCIR als Klirrdämpfung für Rundfunksender festgesetzt worden.

Die Forderung für die neuen Leitungen bedeutet also eine wesentliche Verschärfung der Bedingungen.

Anmerkung: Die Klirrfaktoren bei den bisherigen deutschen Rundfunkleitungen weisen im allgemeinen Klirrfaktorwerte von kleiner als 1 % auf. Nur bei Frequenzen unter 100 Hz steigen sie etwas an, um bei 4 Volt und 50 Hz etwa Werte um 3 % zu erreichen. Bei 35 Hz steigt der Klirrfaktor schnell bis auf Werte von etwa 10 % an.

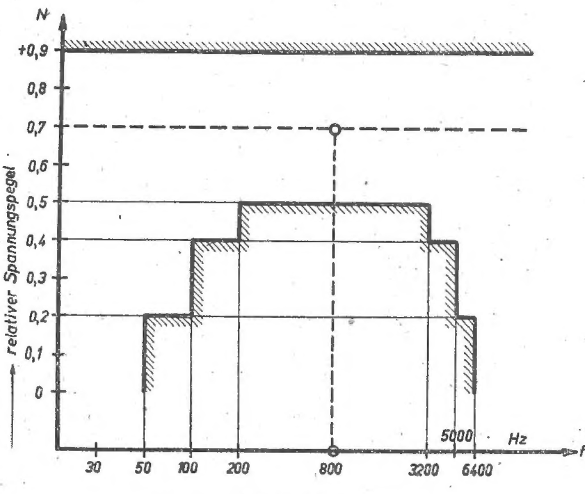


Abb. 2 a. Gilt für Nichtgrenzamt

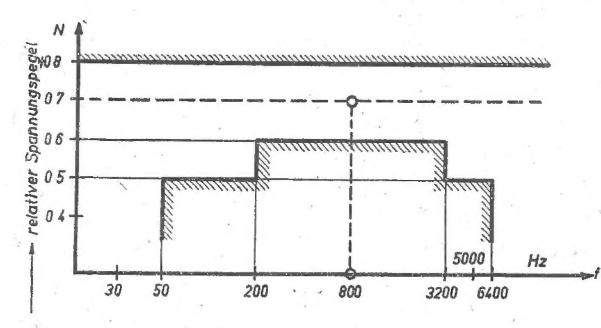


Abb. 2 b. Gilt für Grenzamt.
Zulässige Grenzen des relativen Spannungspegels am Ausgang eines Rundfunkleitungsverstärkers bei normalen Rundfunkleitungen. Die Grenzen können als Ganzes um die zulässige zeitliche Pegelschwankung nach oben oder unten verschoben werden. Die Pegelschwankung darf betragen: a) in einem Nichtgrenzamt = ± 0,2 N, und b) in einem Grenzamt = ± 0,1 N

4. Einschwingvorgänge

Bei den bisherigen Rundfunkleitungen hat man die Phasenverzerrung definiert durch den Unterschied der Gruppenlaufzeit t_f bei der betrachteten Frequenz f gegenüber der bei 800 Hz. Bei den neuen Leitungen bildet man die Differenz zwischen der Gruppenlaufzeit t_f bei der betrachteten Frequenz gegenüber der Frequenz mit der kleinsten Gruppenlaufzeit t_{min} (bei den bisherigen „gelben" Rundfunkleitungen etwa bei 200 bis 300 Hz).

Bisher gilt:

$$t_{6400} - t_{800} \leq 10 \text{ ms}$$
$$t_{50} - t_{800} \leq 70 \text{ ms}$$

Für die neuen Leitungen gilt:

$$t_{15000} - t_{min} < 8 \text{ ms}$$
$$t_{100} - t_{min} < 20 \text{ ms}$$
$$t_{50} - t_{min} < 50 \text{ ms}$$

5. Relativer Pegel

Die Angaben des CCIF-Weißbuches, Band I bis, Seite 195, über den relativen Spannungspegel sind im Pflichtenheft von Montreux 1946 nicht erwähnt. Da sie auch nicht geändert wurden, dürfen sie als eine auch für die neuen Leitungen gültige Bestimmung angesehen werden. Demgemäß besteht auf der Rundfunkfernleitung ein relativer Spannungspegel von + 0,7 N gegenüber dem Leitungsanfang. Als Anfang der Rf-Fernleitung gilt nach Weißbuch, Band I bis, Seite 194, der Ausgang des letzten Verstärkers („Mikrophon-Leitungsverstärker") im sendenden Rundfunkhaus. Er besitzt den relativen Pegel 0. Eine Bestimmung über den Pegel am Ende der Leitung entsprechend den Angaben der Seite 192 des Weißbuches, Band I bis, für

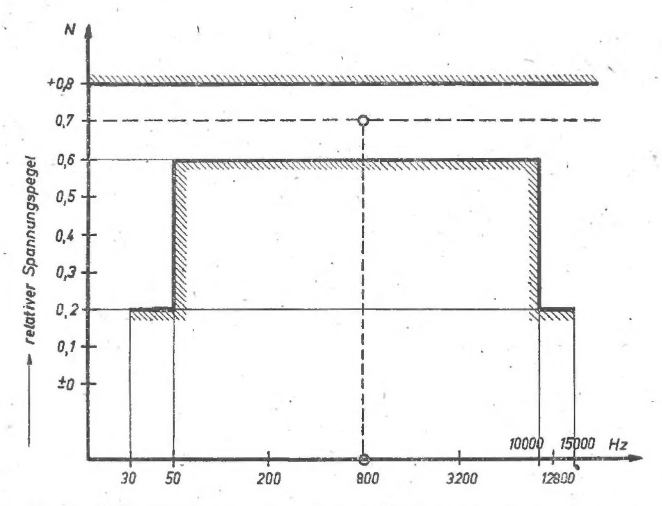


Abb. 3. Zulässige Grenzen des relativen Spannungspegels am Ausgang eines Rundfunkleitungsverstärkers bei „hochqualifizierten Rundfunkleitungen". Die Grenzen können als Ganzes um die zulässige zeitliche Pegelschwankung nach oben oder unten verschoben werden. Die Pegelschwankung darf nicht größer sein als + 0,1 N und — 0,2 N

die bisherigen Rundfunkleitungen fehlt. Die Bestimmungen bedürfen in diesem Punkte einer Ergänzung. Die zulässigen Grenzen des relativen Spannungspegels für die verschiedenen Betriebsfälle sind in den Abbildungen 2 a und b für die bisherigen und in Abb. 3 für die künftigen hochqualifizierten Rundfunkleitungen dargestellt.

6. Pegeltoleranz

Die Pegelschwankungen innerhalb eines Tages sollen kleiner sein als + 0,10 oder — 0,20 N. D. h., daß die in Abb. 3 angegebenen Grenzen für den Spannungspegel sich als Ganzes um 0,1 N nach oben oder um 0,2 N nach unten verschieben können.

Bei den bisherigen Rundfunkleitungen beträgt diese zulässige zeitliche Pegelschwankung ± 0,2 N bzw. ± 0,1 N.

7. Geräusche

Bei den bisherigen Rundfunkleitungen ist die zulässige Geräusch- bzw. Fremdspannung jeweils definiert durch den logarithmischen Abstand von der maximalen Nutz-

spannung. Es soll dort die Fremdspannung mindestens 4,6 N (40 db) und die Geräuschspannung (mit Filter gemessen) 6,9 N (60 db) unter der größten Nutzspannung liegen.

Als größte Nutzspannung wird die Sinusspannung verstanden, die einer effektiven Spannung von 1,55 V am Anfang der Leitung (relativer Pegel 0) entspricht. Da auf der Rundfunkleitung am Verstärkerausgang der relative Pegel + 0,7 N besteht, beträgt also die maximale Regelnutzspannung auf der Rundfunkfernleitung $1{,}55 \cdot e^{0{,}7} = 3{,}1$ V. Hierzu kommen u. U. noch 0,2 N zulässige zeitliche Pegelschwankung.

Als zulässig ergeben sich demnach

für die Fremdspannung $U_{fremd} = 31$ m V (d. i. — 3,2 N) und

für die Geräuschspannung $U_g = 3{,}1$ m V (d. i. — 5,5 N).

Anmerk. d. Verf.: Die bisher meist als zulässig angegebenen Werte von 40 bzw. 4 mV entsprechen nicht den heutigen Bedingungen.

Bei den neuen Rundfunkleitungen wird nunmehr ein absoluter Wert für die Fremdspannung angegeben: Zwischen 50 und 15 000 Hz soll der absolute Pegel der wirksamen Fremdspannung am Ende der Leitung (ohne Filter gemessen) und bezogen auf den relativen Pegel 0 nicht größer sein als — 6 N, entsprechend 1,92 mV.

Auf der Rundfunkfernleitung mit dem relativen Pegel + 0,7 N darf also ein absoluter Fremdspannungspegel von — 5,3 N, entsprechend 3,87 mV, auftreten.

Der Abstand der Fremdspannung zur kleinsten Nutzspannung soll 1,8 N (15,65 db) betragen entsprechend einem Spannungsverhältnis von 1 : 6 *).

8. Dynamikbereich

Unter Dynamikbereich versteht man den logarithmischen Abstand zwischen der größten und kleinsten Nutzspannung. Er ist bei den neuen Leitungen mit 5,75 N (50 db) entsprechend einem Spannungsverhältnis von 314 : 1 festgesetzt.

Bei den seitherigen Leitungen beträgt der Dynamikbereich 4,6 N (40 db) entsprechend einem Spannungsverhältnis von 100 : 1.

9. Übertragene Leistung

Bei den neuen Leitungen sind 2 Grenzbedingungen für die übertragene Leistung angegeben:

a) Die maximale Spitzenleistung, die übertragen werden kann, ist an einem Punkt mit dem relativen Pegel p, bei einer Leitung mit einem Sollwert des Wellenwiderstandes von 600 Ohm, gleich

$$32 \cdot e^{2p} \text{ mW}.$$

Entsprechend einem relativen Spannungspegel von + 0,7 N ergeben sich also für die Rundfunkfernleitung 130 mW bzw. 8,83 Volt, entsprechend + 2,435 N, abgerundet also + 2,4 N.

Der Fehler, der bei der Abrundung gemacht wird (0,035 N), macht auf der Leitung spannungsmäßig gesehen immerhin 0,3 Volt aus (+ 2,4 N entspricht 8,54 Volt).

Bei den Bestimmungen für die bisherigen Rundfunkleitungen fehlt eine entsprechende Bedingung.

b) Wenn das Frequenzband von 30—15 000 Hz unmittelbar (also niederfrequent) auf der Leitung übertragen wird, müssen die Verstärker eine Spitzenleistung von 100 mW abgeben können, wenn die Leitung einen Sollwert des Wellenwiderstandes von 600 Ohm aufweist. Hierbei müssen die in Punkt 3 angegebenen Bedingungen hinsichtlich der nichtlinearen Verzerrungen erfüllt sein.

Diese Spitzenleistung tritt auf, wenn auf der Leitung ein Meßpegel von + 0,7 + 0,1 (zulässige zeitliche Pegelschwankung nach oben lt. Punkt 6) = + 0,8 N besteht. Bei der Spitzenleistung unter a) ist offenbar außerdem noch die mögliche Leistungserhöhung durch die zugelassene Dämpfungsverzerrung berücksichtigt, durch die eine Pegelüberhöhung bei gewissen Frequenzen gegenüber 800 Hz auftreten kann *).

Bei den bisherigen Rundfunkleitungen beträgt der entsprechende Leistungswert 50 mW entsprechend einem Meßpegel von + 0,7 + 0,2 (zeitliche Pegelschwankung lt. Punkt 6) = + 0,9 N.

10. Nutzspannungen **)

Werden die oben angeführten Werte für die Spitzenleistung, die Fremdspannung, den Fremdspannungsabstand von der kleinsten Nutzspannung und den Dynamikbereich zugrunde gelegt, ergibt sich folgendes:

a) Gegebene Werte:

Maximale Spitzenleistung:

$$N''_{max} = 130 \text{ mW an } 600 \text{ Ohm};$$

dem entspricht ein Spannungspegel von

$$p''_{max} = \text{rd} + 2{,}4 \text{ N (genau } + 2{,}435 \text{ N)}$$

und eine Spannung

$$U''_{max} = \text{rd } 8{,}55 \text{ Volt}_{eff}.$$

Durch den zugelassenen Frequenzgang (vgl. Abb. 3) mögliche Pegelüberhöhung gegenüber der Pegelfrequenz 800 Hz:

$$\Delta p' = 0{,}1 \text{ N}.$$

Unverzerrt abgebbare Verstärker-Spitzenleistung:

$$N'_{max} = 100 \text{ mW an } 600 \text{ Ohm};$$

dem entspricht ein Spannungspegel von

$$p'_{max} = + 2{,}3 \text{ N} = p''_{max} - \Delta p'$$

und eine Spannung

$$U'_{max} = \text{rd } 7{,}75 \text{ Volt}_{eff}.$$

Diese Spannung entspricht den 4 Volt bei den bisherigen Rundfunkleitungen.

Dynamikbereich:

$$D = 5{,}75 \text{ N (Spannungsverhältnis } 314 : 1).$$

---

*) Vgl. hierzu auch die Anmerkung zu Punkt 10.

**) Nach Abschluß der Arbeit wurde bekannt, daß bei der in Paris 1947 abgehaltenen Tagung des betreffenden technischen Unterausschusses des CCIF die Ausführungen über den Dynamikbereich erneut zur Diskussion gestanden haben. Es bestehen aber noch immer gewisse Unstimmigkeiten hinsichtlich der zu übertragenden Leistung, so daß in der endgültigen Fassung der Empfehlung noch mit einigen Änderungen zu rechnen ist.

Abstand der Fremdspannung von der kleinsten (Regel-) Nutzspannung U_{min}:

$$d = 1{,}8\,N \quad \text{(Spannungsverhältnis 6 : 1).}$$

Zulässige zeitliche Pegelschwankung nach oben:

$$\Delta p = 0{,}1\,N.$$

b) Ermittelte Werte:

Größte (Regel-) Nutzspannung U_{max} bzw. oberer Regel-Nutzpegel p_{max}:

$$\underline{p_{max}} = p'_{max} - \Delta p$$
$$= +2{,}3 - 0{,}1 = \underline{+2{,}2\,N.}$$

Daraus ergibt sich

$$\underline{U_{max} = 7{,}00\,\text{Volt}_{eff};}$$

(hierbei wird $N_{max} = 82$ mW).

Diese Spannung entspricht dem Wert + 1,4 N bzw. 3,1 Volt bei den bisherigen Rundfunkleitungen.

Kleinste Nutzspannung U_{min} bzw. unterer Nutzpegel p_{min}:

$$\underline{p_{min}} = p_{max} - D$$
$$= +2{,}2 - 5{,}75 = \underline{-3{,}55\,N.}$$

Daraus:

$$\underline{U_{min} = 22\,mV_{eff}.}$$

Diese Spannung entspricht dem Wert — 3,2 N bzw. 31 mV bei den bisherigen Rundfunkleitungen.

Bemerkung: Bisher ist als U_{min} für die bisherigen Rundfunkleitungen meist 40 mV angegeben worden. Dies entspricht nicht den heutigen CCIF-Empfehlungen und tatsächlichen Betriebsverhältnissen.

Zulässige Fremd- („Geräusch-") Spannung U_{fremd} bzw. p_{fremd}:

$$\underline{p_{fremd}} = p_{min} - d$$
$$= -3{,}55 - 1{,}8 = \underline{-5{,}35\,N.}$$

Daraus:

$$\underline{U_{fremd} = \text{rd}\ 3{,}8\,mV_{eff}.}$$

Der Unterschied des hier für die Fremdspannung ermittelten Wertes von — 5,35 N gegenüber dem in Punkt 7 mit — 5,30 N angegebenen Wert ergibt sich aus der notwendigen Abrundung.

Am Anfang der Rundfunkleitung (relativer Pegel 0), also am Ausgang des Studios, ergeben sich um 0,7 N niedrigere Pegel bzw. halbe Spannungswerte.

11. Nebensprechen

Die Bedingungen für das Nebensprechen sind gegenüber den bisherigen Bestimmungen nicht verändert worden:

Die Nah- oder Fernnebensprechdämpfung zwischen zwei hochqualifizierten Rundfunkleitungen (mit erweitertem Frequenzband) oder zwischen einer solchen Leitung und einer normalen Rundfunkleitung oder einer Fernsprechleitung soll für Sprache bei Kabelleitungen mindestens 9 N (78 db) und bei Freileitungen mindestens 7 N (61 db) betragen. Ist es notwendig, für hochqualifizierte Rundfunkleitungen (mit erweitertem Frequenzband) Linien mit geringerer Nebensprechdämpfung zu benutzen, muß die Eingangsleistung auf diesen Linien entsprechend herabgesetzt werden.

12. Zusammenfassung

Die wesentlichsten Merkmale für die neuen „hochqualifizierten Rundfunkfernleitungen" sind:

Die Erweiterung des wirksam übertragenen Frequenzbandes von 6,4 auf 15 kHz, die Vergrößerung des Dynamikbereiches von 4,6 N (40 db) auf 5,75 N (50 db). Dies bedingt eine Erhöhung der übertragenen Leistung von 50 auf 100 mW und Herabsetzung der zulässigen Fremdspannung auf — 5,3 N, Herabsetzung der zulässigen Phasenverzerrungen und endlich eine Erhöhung der geforderten Klirrdämpfung von 2,3 auf 4,6 bzw. 3,5 N.

Das vorliegende Pflichtenheft bedarf noch einer Ergänzung hinsichtlich der Dämpfungsbedingung für die Leitung vom Ausgang des letzten Verstärkers der Rundfunkfernleitung zum empfangenden Rundfunksender oder Studio (Ortsempfangsleitung) lt. Seite 192 des Weißbuches, Band I bis.

Die weiteren Bedingungen des CCIF-Weißbuches, Band I bis, sind vorerst nicht abgeändert worden.

Inwieweit die vorstehenden Forderungen mit wirtschaftlich tragbarem Aufwand und unter Betriebsbedingungen erfüllbar sind oder etwa einer Änderung bedürfen, müssen erst Versuche ergeben *). Sollen die angegebenen Spannungs- und Leistungsbedingungen eingehalten werden, müßte im deutschen Rundfunkleitungsnetz die bisher übliche Anpassung an Z = 316 Ω verlassen und auf Z = 600 Ω übergegangen werden.

Wie bekanntgeworden ist, hat man in manchen Ländern begonnen, die bei entsprechenden Leitungen verhältnismäßig leichter durchzuführende Frequenzbanderweiterung vorzunehmen und die übrigen Bedingungen zunächst außer acht gelassen.

Soweit bis heute überblickt werden kann, werden wohl auch künftig (jedenfalls in der näheren Zukunft) die bisherigen „normalen" Rundfunkleitungen (für die das CCIF ebenfalls eine Abänderung der Empfehlungen erwägt), das Hauptnetz darstellen und die neuen „hochqualifizierten" Rundfunkleitungen nur ein dem Grundnetz überlagertes weitmaschigeres Netz bilden.

*) Gewisse Abänderungsvorschläge sind in Paris 1947 von einigen Ländern bereits vorgelegt worden.

Die zweckmäßige Wahl von Höhe, Entfernung und Wellenlänge für die Planung von Dezimeterstrecken

Von **Artur Grün**, Konstanz

Mit 5 Abbildungen

DK 621.3.029.63

Einleitung

Einer allgemeineren Einführung der Dezimetertechnik in die Fernsprechtechnik standen bisher immer noch die u. U. stark störenden Schwunderscheinungen entgegen. Man versuchte zwar, ihren Einfluß durch Aufstellung mehrerer Empfänger zu mildern (diversity — Empfang), der apparatemäßige Aufwand hierfür ist jedoch recht hoch.

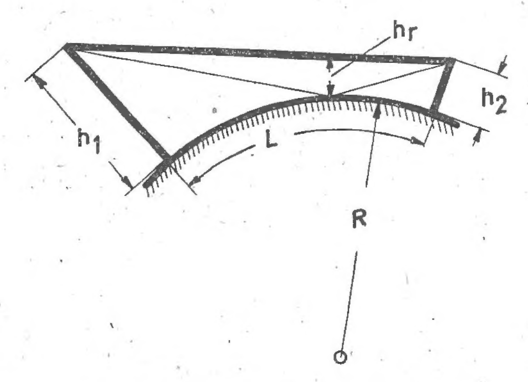


Abb. 1. Ausbreitung bei geradem Strahlverlauf

Genauere Untersuchungen der Ausbreitungsverhältnisse in der Troposphäre, die ja für diese quasioptischen Wellen allein entscheidend sind, haben als wesentliche Ursache des Dezimeterschwundes die Interferenz des direkten Strahls mit dem an der Erdoberfläche reflektierten ergeben. Bei Kenntnis der von Feuchtigkeit, Temperatur und Druck abhängigen Strahlkrümmung, deren maximalen Schwankungen und der Reflexionseigenschaften des Bodens ist daher eine Vorhersage der auf einer Strecke zu erwartenden Feldstärkeschwankungen möglich, bzw. die Streckendaten sind von vornherein so wählbar, daß diese Schwankungen in erträglichen Grenzen bleiben. Damit geben die folgenden Ausführungen eine Erweiterung der von E. D i e t r i c h im Heft 2/3 dieser Zeitschrift gebrachten Grundlagen für die Planung von Dezimeterstrecken, für deren erste Voraussetzung, die Ermittlung optischer Sicht, dort bequeme Verfahren angegeben wurden.

1. Die Verhältnisse bei geradem Strahlverlauf

Für die Ermittlung der Empfangsfeldstärke von Dezimeterlinien kommen uns eine Reihe von vereinfachenden Tatsachen zu Hilfe. Zunächst spielt die Ionosphäre keine Rolle mehr, da ihre Brechkraft frequenzabhängig ist und für Wellenlängen unter etwa 5 m nicht mehr ausreicht, um diese Wellen wieder zur Erde zurückzubrechen. Außerdem schließt die Aufstellung der Antennen und ihre Richtwirkung Strahlengänge über die Ionosphäre im allgemeinen von selbst aus.

Die untere Grenze für die Verwendung quasioptischer Wellen in der Fernsprechtechnik liegt bei $\lambda = 2$ bis 3 cm, wo sich die Dämpfung durch Regen, Schnee usw. bemerkbar zu machen beginnt. Der Geltungsbereich der im folgenden abgeleiteten Zusammenhänge dürfte oberhalb einer Wellenlänge von etwa 10 cm beginnen, da bei zu kleiner Wellenlänge die Erdoberfläche mit ihrer wechselnden Gestaltung nicht mehr als zusammenhängende Fläche reflektiert. Innerhalb dieses Bereiches, also von etwa 10 cm bis zu den Meterwellen, darf man jedoch die Feldstärke als vektorielle Summe aus dem direkten und dem an der als eben angenommenen Erde reflektierten indirekten Strahl ermitteln. Die kleinen in Frage kommenden Höhen ergeben zudem so kleine Reflexionswinkel, daß die Reflexionsfaktoren praktisch gleich —1 sind (siehe Anhang), d. h., die Amplitude des reflektierten Strahls ist gleich der des einfallenden und der Phasensprung an der Reflexionsstelle gleich π. Sehen wir von der Beugung ab, und setzen wir weiter voraus, daß die Reflexionsstelle in bezug auf das zu reflektierende Strahlbündel als eben betrachtet werden kann, so können wir die Feldstärke oberhalb der sog. optischen Sicht auf Grund der geometrischen Beziehungen der Abb. 1 bestimmen. Nehmen wir der Einfachheit halber an, daß die beiden Antennenhöhen einander gleich

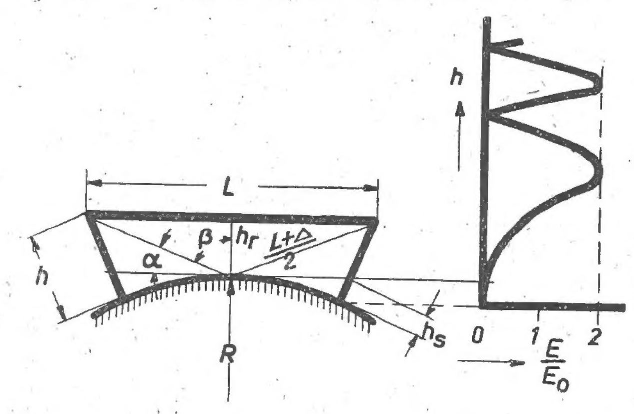


Abb. 2. Feldstärkeverlauf in Abhängigkeit von der Höhe

sind, also $h_1 = h_2 = h$, so erhalten wir mit den Bezeichnungen der Abb. 2 die Höhe h_r für den Abstand des direkten Strahls von der Reflexionsstelle aus:

$$(R + h)^2 = \frac{L^2}{4} + (R + h_r)^2,$$

woraus für $h \ll 2R$, also auch $h_r \ll 2R$ folgt:

$$h_r \approx h - \frac{L^2}{8R}. \qquad (1)$$

Hiermit erhält man den Wegunterschied Δ zwischen direktem und indirektem Strahl aus:

$$\left(\frac{L+\Delta}{2}\right)^2 = \frac{L^2}{4} + h_r^2,$$

solange $\frac{\Delta}{2} \ll L$ ist, zu:

$$\Delta \approx \frac{2\,h_r^2}{L}. \tag{2}$$

Mit (1) wird daraus schließlich:

$$\Delta \approx \frac{2}{L}\left(h - \frac{L^2}{8\,R}\right)^2. \tag{3}$$

Sind nun die beiden Höhen nicht gleich, so kann man den Wegunterschied mit im allgemeinen genügender Genauigkeit dadurch ermitteln, daß man in (3) für h den Mittelwert $\frac{h_1 + h_2}{2}$ setzt.

Dieser Wegunterschied Δ erzeugt nun eine Phasendifferenz des reflektierten Strahls gegenüber dem direkten um den Winkel α, der sich unter Berücksichtigung des $\frac{\lambda}{2}$-Phasensprunges ergibt zu:

$$\alpha = \frac{2\,\pi\,\Delta}{\lambda} + \pi. \tag{4}$$

Addieren wir die Feldstärke des reflektierten Strahls zu der des direkten, so erhalten wir für den Betrag der Gesamtfeldstärke unter der Annahme vollkommener Reflexion:

$$E = E_0 \left| 1 + e^{-j\alpha} \right| = E_0 \cdot \sqrt{(1 + \cos\alpha)^2 + \sin^2\alpha}$$

oder für das Verhältnis der Gesamtfeldstärke zu der bei freier Ausbreitung:

$$\frac{E}{E_0} = \sqrt{2 + 2\cos\alpha} = 2\cos\frac{\alpha}{2} = 2\sin\frac{\pi\cdot\Delta}{\lambda}. \tag{5}$$

Diese Beziehung gibt zusammen mit (3) den in Abb. 2 rechts dargestellten Feldstärkeverlauf mit der Höhe, nach dem also die Feldstärke erst oberhalb der optischen Sicht langsam größer als Null wird, bis zu einem Maximum ansteigt, das gleich der doppelten Feldstärke gegenüber der bei freier Ausbreitung ist und darüber abwechselnd zwischen Null und diesem Maximalwert schwankt.

In der Nähe der optischen Sichtgrenze wäre natürlich noch der, bei den kurzen Wellen allerdings kleine, Beugungseinfluß zu berücksichtigen und bei größeren Höhen die merkliche Abweichung des Reflexionsfaktors vom Wert -1 infolge der dann nicht mehr sehr flachen Reflexionswinkel. Beides ist für unsere Betrachtungen nicht notwendig, weil uns hauptsächlich die Verhältnisse in der Umgebung des ersten Maximums interessieren.

Für den ersten Diagrammlappen erhält man also aus (3) und (5) einen Zusammenhang zwischen Entfernung L, Wellenlänge λ und optimaler Antennenhöhe h_{opt}, bei der die Feldstärke ein Maximum wird, da hierfür sein muß:

$$\frac{\alpha}{2} = \frac{\pi\cdot\Delta}{\lambda} = \frac{\pi}{2},$$

d. h.

$$\Delta = \frac{\lambda}{2} = \frac{2}{L}\left(h_{opt} - \frac{L^2}{8\,R}\right)^2$$

oder

$$h_{opt} = \frac{h_1 + h_2}{2} = \frac{L^2}{8R} + \frac{1}{2}\sqrt{L\cdot\lambda}. \tag{6}$$

Der zweite Summand bedeutet hierin die von λ und L abhängige optimale Erhöhung über den geometrischen Horizont $h_s = \frac{L^2}{8\,R}$.

2. Die Brechung

Bisher waren dies die notwendigen Unterlagen für die Planung von Dezimeterlinien unter der Voraussetzung geradlinigen Strahlverlaufs, d. h. Ausbreitung in einem homogenen Medium. Für die Lufthülle der Erde trifft dies jedoch nicht streng zu. Ihre Dielektrizitätskonstante ε ist abhängig von Druck, Temperatur und Feuchtigkeit, nimmt daher mit der Höhe mehr oder weniger stark ab und ist zudem auch starken örtlichen und zeitlichen Schwankungen unterworfen. Daher nimmt die Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Wellen

$$v = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon\cdot\mu}}$$

im allgemeinen mit der Höhe zu und die Folge ist eine mehr oder weniger starke Krümmung des Strahlverlaufs in Richtung der Erdkrümmung, d. h. eine Strahlbrechung.

Diese Erscheinung der Brechung ist auch für die optischen Strahlen durchaus bekannt und muß beispielsweise beim Anvisieren ferner Objekte zu Vermessungszwecken berücksichtigt werden. Man weiß, daß die Sonnenscheibe früher sichtbar wird und später verschwindet, als es bei geradliniger Ausbreitung der Lichtstrahlen geschehen dürfte.

Die bei Dezimeterstrecken ab und zu beobachteten Überreichweiten beruhen gleichfalls zum größten Teil hierauf, wenn auch, wie bei der Fata Morgana, eventuell Spiegelungen an Grenzschichten eine Rolle spielen können. Solche Spiegelungen scheinen aber verhältnismäßig selten zu sein. Man kann die Ausbreitungsverhältnisse in der Troposphäre auf alle Fälle richtig beschreiben, wenn man die Abhängigkeit der Brechzahl $n = \sqrt{\varepsilon}$ von Ort und Zeit kennt. Für die Verhältnisse der Fernsprechfunktechnik kann man nun die sicher vernünftige Annahme machen, daß die Brechzahl auf einer Strecke im Mittel nur mit der Höhe veränderlich und ihr Gradient bei den kleinen Höhenunterschieden konstant ist.

Diese Annahmen führen zu einer Strahlkrümmung mit dem Krümmungsradius $R_s = \frac{1}{K_s}$, bei der die Krümmung K_s von Strahlen senkrecht zum Brechkraftgefälle gleich dem Brechungsgradienten selbst ist, also:

$$K_s = \frac{1}{R_s} \doteq \frac{1}{n}\cdot\frac{dn}{dh}. \tag{7}$$

Errechnet man nun die Interferenzen infolge der Reflexion des indirekten Strahls an der Erdoberfläche mit diesem gekrümmten Strahlverlauf, wobei man außer der Strahlkrümmung auch die verschiedene Ausbreitungsgeschwindigkeit berücksichtigen muß — man bezeichnet aus diesem Grunde Δ auch als elektrischen Wegunterschied oder kurz als Gangunterschied —, so ergibt sich die überraschende Tatsache, daß man mit geradliniger Ausbreitung wie in einem

homogenen Medium rechnen kann, wenn man nur statt der Erdkrümmung $\frac{1}{R}$ die fiktive Krümmung

$$K = \frac{1}{R} + \frac{1}{R_s} = \frac{1}{R} + \frac{1}{n} \cdot \frac{dn}{dh} \tag{8}$$

setzt.

Hierin ist nun aber der Gradient des Brechungsindex $\frac{1}{n} \cdot \frac{dn}{dh}$ den obenerwähnten zeitlichen und örtlichen Schwankungen ausgesetzt. Eingehendere Untersuchungen [1]) haben gezeigt, daß nach den bisher vorliegenden Erfahrungen die fiktive Krümmung in Deutschland nur selten über den Wert

$$K = (1{,}0 \pm 0{,}4) \cdot 10^{-4}\ \mathrm{km}^{-1}$$

hinausgeht, womit der fiktive Erdradius schwanken wird zwischen

$$R_f = \frac{1}{K} = 7\,100 \text{ bis } 16\,700\,\mathrm{km}.$$

Diese K-Schwankungen sind, wie schon gesagt, auch stark ortsabhängig. So sind Strecken bekannt, wo sie

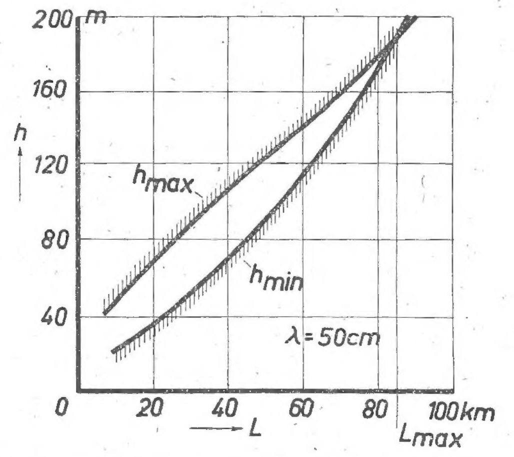


Abb. 3. Maximale und minimale Aufstellungshöhen zur Vermeidung von Schwunderscheinungen bei λ = 50 cm

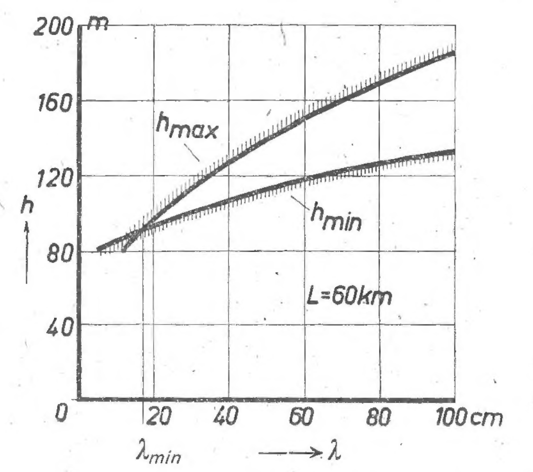


Abb. 4. Maximale und minimale Aufstellungshöhen zur Vermeidung von Schwunderscheinungen bei L = 60 km

meist kleiner als $\pm 0{,}2 \cdot 10^{-4}\ \mathrm{km}^{-1}$ sind, wie es ebenso besonders in südlicheren Gegenden vorkommen kann, daß sie wesentlich größere Werte annehmen.

[1]) Näheres über den Wettereinfluß auf den Interferenzschwund bei Dezimeterwellen gibt eine zur Zeit beim Archiv der elektrischen Übertragung im Druck befindliche Arbeit von A. Grün und W. Kleinsteuber.

3. Die Planung unter Berücksichtigung der Brechung

Diese Werte müßten wir jetzt in unsere anfangs abgeleiteten Formeln (3) und (6) einsetzen. Man sieht, daß sich damit verschiedene optimale Höhen bei ver-

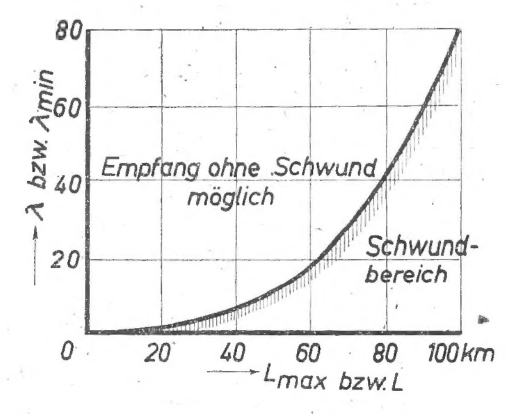


Abb. 5. Grenzwellenlängen und Grenzentfernungen zur Vermeidung von Schwunderscheinungen

schiedenen Ausbreitungsbedingungen, d. h. verschiedenen K-Werten, ergeben würden. Ist die Höhe dagegen, wie üblich, fest, so ändert sich natürlich der Gangunterschied, also die Feldstärke; wir haben den normalen Dezimeterschwund.

Es ist daher offenbar unmöglich, mit konstanter Antennenhöhe immer maximale Empfangsfeldstärke zu erhalten. Wir können jedoch die Streckendaten so wählen, daß die Feldstärke z. B. immer oberhalb des halben Maximalwertes bleibt. Im untersten Diagrammlappen ist die Bedingung dafür mit (5):

$$\sin \frac{\pi \cdot \Delta}{\lambda} = \frac{1}{2}, \quad \text{also} \quad \frac{\pi \cdot \Delta}{\lambda} = \frac{\pi}{6} \text{ bzw. } \frac{5}{6}\pi$$

oder

$$\Delta = \frac{\lambda}{6} \text{ bzw. } \frac{5}{6}\lambda,$$

woraus mit (3) für die Höhen folgt:

$$\left.\begin{aligned} h_{min} &= \frac{L^2}{8R} + \sqrt{\frac{L \cdot \lambda}{12}}, \\ h_{max} &= \frac{L^2}{8R} + \sqrt{\frac{5L\lambda}{12}}. \end{aligned}\right\} \tag{9}$$

Die wirkliche Höhe h muß nun immer zwischen diesen Grenzen bleiben, was bei festem R leicht zu verwirklichen ist, nicht jedoch ohne weiteres mit dem durch Wetterschwankungen beeinflußten schwankenden fiktiven K erreichbar ist. Hierfür muß man offenbar der kleinsten erlaubten Höhe h_{min} die größte Strahlkrümmung K_{max} zuordnen und umgekehrt, womit aus (9) wird

$$\left.\begin{aligned} h_{min} &= K_{max}\,\frac{L^2}{8} + \sqrt{\frac{L\lambda}{12}}, \\ h_{max} &= K_{min}\,\frac{L^2}{8} + \sqrt{\frac{5L\lambda}{12}}. \end{aligned}\right\} \tag{9a}$$

Den Verlauf dieser beiden Kurven für bestimmte Beispiele und den angegebenen K-Schwankungen zeigt die Abb. 3 in Abhängigkeit von L und Abb. 4 in Abhängigkeit von λ. Der Zwischenraum zwischen h_{min} und h_{max} gibt den Spielraum für die Wahl der Höhe h.

Er wird Null bei einer bestimmten Grenzentfernung L_{max} bzw. einer bestimmten Grenzwellenlänge λ_{min}, die nicht über- bzw. unterschritten werden dürfen, wenn die oben aufgestellte Bedingung für die Feldstärke eingehalten werden soll.

Man erhält diese Grenzbedingung als Zusammenhang zwischen L_{max} und λ_{min}, wenn man in (9 a) $h_{min} = h_{max}$ setzt. Dies ergibt die einfache Beziehung

$$\left.\begin{aligned} \lambda &= \tfrac{1}{8}\,(\delta K)^2 \cdot L^3_{max} \\ \lambda_{min} &= \tfrac{1}{8}\,(\delta K)^2 \cdot L^3 \end{aligned}\right\} \qquad (10)^{2)}$$

die in Abb. 5 für $\delta K = K_{max} - K_{min} = 0{,}8 \cdot 10^{-4}\,km^{-1}$ dargestellt ist. Aus ihr erkennt man die Grenzen für die Wahl der Wellenlänge in Abhängigkeit von der Entfernung bei bestimmten Ausbreitungsbedingungen. Will man auf einer Strecke, bei der mit den hier angenommenen K-Schwankungen zu rechnen ist, beispielsweise Entfernungen von etwa 80 km überbrücken, so wird man mit der Wellenlänge nicht unter 50 cm heruntergehen dürfen, wenn man starke Schwankungserscheinungen mit Sicherheit vermeiden will. Man muß dann allerdings außerdem noch dafür sorgen, daß die Höhen richtig gewählt sind, so daß man im Mittel in der Gegend der maximalen Empfangsfeldstärke arbeitet. Die Unterlagen für diese Höhen liefert die Gleichung (6) unter Benutzung eines mittleren fiktiven Erdradius von etwa 9000 km. Man kann sie auch mitteln aus Abbildungen nach Art der Abb. 3 oder 4, die man sich für den bestimmten Fall gezeichnet hat.

Zusammenfassung

Um zwei wesentliche Forderungen der Fernsprechtechnik an die Übertragungsgüte der Dezimeterstrecken zu erfüllen, nämlich möglichst große Empfangsfeldstärke bei kleinen Schwankungen zu erreichen, darf man die Wellenlänge λ bei einer gegebenen Entfernung L nicht zu klein wählen und muß außerdem für eine Aufstellung der Antennen in bestimmten optimalen Höhen sorgen. Die Feldstärkeschwankungen kann man damit für Wellenlängen über 50 cm bei Entfernungen unter 80 km auf etwa 0,7 Neper beschränken. Die Annahmen, die zu diesem Ergebnis führen, sind mit hinreichender Genauigkeit bei den Entfernungen der Richtfunktechnik und den hier im allgemeinen erwünschten kleinen Aufstellungshöhen erfüllt. Sie berücksichtigen nicht an sich mögliche Reflexionen an Schichtgrenzen der Atmosphäre, die aber nach den bisherigen Erfahrungen nur selten eine entscheidende Rolle zu spielen scheinen und dann auch nur verflachend zu den hier behandelten Schwunderscheinungen beitragen würden, genau so, wie es der von -1 abweichende Reflexionsfaktor und die bei $\lambda < 10$ bis 20 cm nicht mehr als homogene ebene Fläche reflektierende Erdoberfläche tut.

---

[2]) Der Faktor $\frac{1}{8}$ in (10) ergibt sich für $h_1 = 0{,}4\,h_2$. Ist $h_1 = h_2$, so ist er $\frac{1}{8{,}2}$, also nur wenig von diesem Wert verschieden. Man kann diese Beziehung daher recht gut sowohl für gleiche wie für verschiedene Höhen benutzen. Verfahren für eine genauere Erfassung der Verhältnisse bei verschiedenen Höhen s. unter [1]).

Anhang

Für eine Abschätzung der Reflexionsfaktoren von vertikal bzw. horizontal polarisierten Wellen bei flachem Strahlverlauf kann man in den Fresnelschen Formeln:

$$\left.\begin{aligned} R_v &= \frac{\varepsilon \cdot \cos\beta - \sqrt{\varepsilon - 1 + \cos^2\beta}}{\varepsilon \cdot \cos\beta + \sqrt{\varepsilon - 1 + \cos^2\beta}}, \\ R_h &= \frac{\cos\beta - \sqrt{\varepsilon - 1 + \cos^2\beta}}{\cos\beta + \sqrt{\varepsilon - 1 + \cos^2\beta}} \end{aligned}\right\} \qquad (11)$$

den $\cos\beta$ nach Abb. 2 annähern durch:

$$\cos\beta = \sin\alpha \approx \operatorname{tg}\alpha \approx \frac{2\,h_r}{L} \ll 1, \qquad (12)$$

womit aus (11) wird:

$$\left.\begin{aligned} R_v &\approx \frac{2\,h_r}{L} \cdot \frac{\varepsilon}{\sqrt{\varepsilon - 1}} - 1, \\ R_h &\approx \frac{2\,h_r}{L} \cdot \frac{1}{\sqrt{\varepsilon - 1}} - 1. \end{aligned}\right\} \qquad (13)$$

Hierin ist die Dielektrizitätskonstante

$$\varepsilon = \varepsilon_r - j\,60\,\Omega \cdot \lambda \cdot \sigma$$

im allgemeinen komplex und frequenzabhängig. Für Wellenlängen unter 1 m ist jedoch der Imaginärteil von ε auch bei den größten vorkommenden Leitfähigkeiten σ vernachlässigbar gegenüber dem Realteil. Die größten Reflexionsfaktoren treten daher bei Reflexionen an Wasserflächen mit einem $\varepsilon_r = 80$ auf.

Um die Größenordnung der zu erwartenden $\frac{2\,h_r}{L}$-Werte zu erkennen, sind diese in der folgenden Tabelle für $\lambda = 0{,}5$ m über Gleichung (5) ermittelt worden. Die Höhen für streifenden Stahl wurden zur Orientierung über die notwendigen Antennenhöhen $h = h_s + h_r$ mit einem fiktiven Radius von 9000 km errechnet.

L	km	10	20	40	80
h_s	m	1,4	5,5	22,2	89
h_r	m	35	50	71	100
$\frac{2\,h_r}{L}$	—	0,007	0,005	0,0035	0,0025

Hiernach wird man bei Entfernungen über 10 km für $\frac{2\,h_r}{L}$ kaum größere Werte als 0,01 erhalten, womit die Abweichungen der Reflexionsfaktoren vom Näherungswert -1 bei Ausbreitung über Wasser werden:

$$\Delta R_v = \frac{2\,h_r}{L}\,\frac{\varepsilon}{\sqrt{\varepsilon - 1}} = 0{,}1 \cdot \frac{80}{8{,}9} = 0{,}09,$$

$$\Delta R_h = \frac{2\,h_r}{L}\,\frac{1}{\sqrt{\varepsilon - 1}} = \frac{0{,}1}{8{,}9} = 0{,}001.$$

Die Interferenzerscheinungen werden also hierdurch tatsächlich nur unwesentlich verflacht, da die Reflexionsfaktoren in dem betrachteten Frequenzbereich und bei den zweckmäßigen Entfernungen und Höhen um weniger als 10 % vom Näherungswert -1 abweichen.

Zum Vergleich zwischen Amplituden- und Frequenzmodulation im Ultrakurzwellenrundfunk

Von **Erich Schwartz**

DK 621.3.029.64 : 621.396.619

Die erste Hoffnung, die sich in Fachkreisen an den Vorschlag der Frequenz-Modulation knüpfte, bestand darin, mehr Sender störungsfrei in einem vorgegebenen Frequenzband unterzubringen, als wenn man die Sender mit Amplituden-Modulation betreibt. Diese Vorstellung ist aber durch die Arbeiten von Carson [1] und van der Pol [2] korrigiert worden. Die beiden Autoren stellten nämlich in einer mathematischen Analyse des Seitenbandes frequenzmodulierter Schwingungen fest, daß die FM keineswegs zu schmaleren Seitenbändern führt. Im Gegenteil enthält das Seitenband einer FM-Schwingung nicht nur die zwei Seitenschwingungen, die bei idealer Amplitudenmodulation links und rechts vom Träger im Abstand der Modulationsfrequenz auftreten, und die bei AM die einzigen sind, sondern noch eine unendliche Zahl weiterer Seitenschwingungen, die den höheren Harmonischen der Modelungsfrequenz entsprechen. Die Amplitudenwerte der Seitenschwingungen entsprechen dabei Werten der Besselfunktionen erster Art, und die höheren Seitenschwingungen prägen sich mit steigendem Modulationsgrad in wachsendem Maße aus.

Besonders Carson hat sich damals im Zusammenhange mit der Bandbreitenfrage gegen die Verwendung der Frequenz-Modulation ausgesprochen; wesentlich später wurde Carson [3] durch Howe [4] in einer kurzen Polemik zu einer erneuten Stellungnahme über diese Frage herausgefordert. Noch 1940 äußert sich Carson dahin, daß die wesentlichen Erfolge auf dem Gebiet des FM-Rundfunks eigentlich nicht auf die FM selbst zurückgehen als vielmehr darauf, daß das Verfahren der FM mit einer Amplitudenbegrenzung einhergehe; diese erst verursache zahlreiche Vorteile, die bei der Amplituden-Modulation nicht auftreten können. Wir wollen in der hier vorliegenden Abhandlung uns dieser begrifflichen Unterscheidung nicht anschließen, sondern das gesamte Verfahren der Frequenz-Modulation mit der dabei möglichen Amplitudenbegrenzung und den sonstigen technischen Eigenschaften als ein einheitliches Ganzes behandeln.

Unabhängig von den Erwägungen über mögliche Vorteile der Frequenzmodulation ergab sich beim Übergang auf den UKW-Rundfunk allgemein die Aussicht, durch die größere verfügbare Bandbreite eine bessere Tonqualität zu erzielen.

Im Hinblick auf die Frequenz-Modulation wies aber außerdem Armstrong [5] 1936 darauf hin, daß man bei Benutzung eines breiten Frequenzbandes eine erhebliche Herabsetzung der Störungen durch die Frequenzmodulation erwarten könne. 1937 machte Crosby [6] darauf aufmerksam, daß man bei der Verwendung von Frequenz-Modulation ein wesentlich besseres Verhältnis der Signalstärke zum Rauschpegel bekommt. Er wies durch theoretische Untersuchungen und durch Versuche nach, daß dieses Verhältnis bei Frequenz-Modulation um einen konstanten Faktor größer ist als bei Amplituden-Modulation, der bei stoßweisen Störungen größer ist als bei Dauerstörungen gleichbleibender Amplitude. Unter diesen durch die Untersuchung von Armstrong und von Crosby veränderten Voraussetzungen und Erwartungen setzte die technische Entwicklung des FM-Rundfunks in den USA. sehr bald und kräftig ein [7]. Dennoch herrschte noch 1939 Unklarheit darüber, ob der technische Gewinn gegenüber dem normalen Mittelwellenrundfunk nicht schon durch den Schritt zum Ultrakurzwellenbetrieb allein im wesentlichen erreicht wird, und es schien unklar, welche zusätzlichen qualitativen Empfangsverbesserungen der Übergang zur Frequenz-Modulation im UKW-Betrieb bringt. Dementsprechend existierten im November 1939 in USA. erst 20 FM-Sender mit einer durchschnittlichen Leistung von etwa 5 kW neben 34 UKW-Sendern, die amplitudenmoduliert betrieben wurden und eine durchschnittliche Leistung von etwa 2 kW aufwiesen. Auch die geplanten Neuanmeldungen hielten sich mit 17 Bewerbungen um FM-Sender und 15 Bewerbungen um AM-Sender etwa die Waage, und die Anzahl der FM-Empfänger war damals auch noch recht gering. Sie wird auf etwa 3500 Stück geschätzt.

In den nachfolgenden 2 Jahren hat sich dann aber in den USA. die Idee der Frequenz-Modulation ganz erheblich durchgesetzt. In einem Fortschrittsbericht vom Frühjahr 1942 [8] wird nämlich angegeben, daß die Anzahl der verkauften Empfänger etwa 180 000 betrug; es bestanden 115 FM-Sender, von denen 20 einen regelmäßigen und öffentlichen Programmdienst machten, während noch 1939 sämtliche FM-Sender Versuchsbetrieb durchführten. Im Bereiche von New York wurden 1941 sogar mehr Sendeerlaubnisse beantragt als Sendekanäle verfügbar waren. Die weitere Entwicklung drängte damals offenbar stürmisch zu größerem Ausbau und ist nur durch die Schwierigkeiten gehemmt worden, Rohmaterial und Einzelteile zum Bau der Stationen zu erhalten, und nach dem Eintritt Amerikas in den Krieg scheint die weitere Entwicklung des zivilen UKW-Rundfunks praktisch stillgelegt worden zu sein. Trotz dieser zumindest bis 1941 günstigen technischen Entwicklung ist aber die Mitteilung sehr beachtlich, nach der man es in den USA. für zweifelhaft hält, daß der durchschnittliche frequenzmodulierte Empfänger in seiner akustischen Endqualität den normalen Rundfunkempfänger übertreffen würde. Zudem wird in dem erwähnten Fortschrittsbericht und auch in anderen Arbeiten bezweifelt, ob das Publikum überhaupt an einer Verbesserung der Tonqualität interessiert sei, und, wie gesagt, selbst der stark entwickelte FM-Rundfunk von 1941 hat diese akustische Verbesserung noch nicht einmal bewiesen.

Über die jüngere Entwicklung und die tonliche Qualität des UKW-Rundfunks mit Amplituden-Modulation fehlen zwar Angaben, und es kann nicht gesagt

werden, ob denn die bei FM bislang noch vermißten Qualitätsverbesserungen beim UKW-Rundfunk mit Amplituden-Modulation auftreten. Zunächst jedenfalls scheint es so zu sein, daß sich weder die erste Hoffnung, die man an die FM knüpfte (mehr Sender im gleichen Band) noch die zweite Hoffnung (höhere akustische Qualität) erfüllen werden. Entscheidend für die endgültige Wahl zwischen beiden Systemen evtl. auch außerhalb Amerikas werden wahrscheinlich andere Gesichtspunkte werden, so vor allem die Frage des ökonomischen Betriebes.

In einer Arbeit von Weir [9] aus dem Jahre 1939 wird eine derartige Ökonomieuntersuchung durchgeführt, und der Verfasser vergleicht die Kosten, die entstehen, wenn man ein vorgegebenes Gesamtgebiet mit Ultrakurzwellenrundfunk versorgen will, wobei im einen Falle amplitudenmodulierte und im anderen Falle frequenzmodulierte Sendungen vorausgesetzt werden. Weir kommt dabei zu dem überraschenden Ergebnis, daß man im Falle von Frequenz-Modulation mit dem sechzehnten Teil der Kosten zum Ziele kommen würde.

Diese Untersuchung stützt sich auf umfangreiche Feldstärkemessungen, Messungen der Ausbreitungscharakteristik und der störungsfreien Zone eines UKW-Rundfunksenders, der in räumlicher Nachbarschaft mit einem zweiten Sender betrieben wird. Es liefen zwei Sender in 15 Meilen Abstand und mit der gemeinsamen Frequenz von 41 MHz. Beide Sender wurden sowohl in der Frequenz als auch in der Amplitude moduliert und es wurden vergleichende Feldstärkemessungen sowie Empfangsmessungen durchgeführt. Es ergab sich die FM als eindeutig überlegen, vor allem weil das Intensitätsverhältnis Signal zu Rauschpegel auch bei kleinsten Empfangsintensitäten besser ist. Die Zone, in der im Falle von Gleichwellenbetrieb Interferenzen auftreten, ist kleiner, die Empfangsfeldstärke ist höher und der apparative Aufwand bei gleicher Übertragungsleistung geringer. Diese Versuche werden an anderer Stelle [10] noch genauer mitgeteilt. Dabei ergibt sich, daß bei gleicher Energie beider Sender die nutzbaren Bereiche um jeden einzelnen Sender 33 mal größer sind als im Falle von Amplituden-Modulation. Wenn man die Leistung des einen Senders allein auf das Zehnfache steigert, so wächst sein Sendebereich um das 2,35 fache. Das ist zwar weniger als man bei der entsprechenden Leistungssteigerung im amplitudenmodulierten Falle erhalten hätte, denn dann ist der Bereich 3fach erhöht. Aber immerhin verbleibt auch bei dem 10fach gesteigerten FM-Sender noch eine etwa 25fache Vergrößerung der Sendezone verglichen mit amplitudenmoduliertem Betrieb. Der störungsfreie Bereich des Nachbarsenders, dessen Leistung auf seinem alten Wert gehalten worden war, sank auf weniger als ein Viertel seiner ursprünglichen Ausdehnung, aber durch die anfängliche 33fache Überlegenheit gegenüber der AM verbleibt immer noch der Faktor 8 auch bei dem Sender, dessen Leistung nicht erhöht wurde. Die geschilderte Überlegenheit der Frequenz-Modulation für die Größe des Empfangsbereiches hängt allerdings noch etwas von der Ausbreitungscharakteristik des Senders ab, und sie wird kleiner, wenn die Senderfeldstärke in einer bestimmten Entfernung vom Sender rasch abklingt.

Auch andere Feldstärkemessungen, die Guy und Morries [11, 12] ausführten, bestätigen, daß man die theoretisch errechneten Vorteile, die die FM-Sendung erwarten läßt, auch praktisch erreichen kann, und daß man weitgehend frei ist von örtlich erzeugtem Rauschen, von atmosphärischen Störungen und von solchen durch entfernte Stationen gleicher Frequenz.
Etwas ungünstiger schneidet das Prinzip der Frequenz-Modulation in einer Arbeit von Crosby [13] ab, in der die Schwundverzerrungen bei FM-Rundfunk mit denen im AM-Betrieb verglichen werden. Es ergab sich dabei, daß die Schwundverzerrungen im Falle von FM besonders bei niedriger Modulationsfrequenz und großem Modulationsgrad größer sind. Diese Unterlegenheit der FM wird mit der größeren Anzahl der Seitenfrequenzen im Falle von Frequenz-Modulation erklärt.

Zum Übertragungsrauschen teilt Plump [14] mit, daß im Falle von FM noch ein guter Empfang möglich ist, wenn die störende Rauschamplitude 47 % des Hauptsignals ausmacht, während im Falle von Amplituden-Modulation schon bei 2 % Störamplitude ein einwandfreier Empfang unmöglich wird.

Auch theoretische Arbeiten über die Rauschspektren bei Frequenz-Modulation bzw. Amplituden-Modulation führen zu entsprechenden Ergebnissen. So wird in einer dieser Arbeiten [15] mitgeteilt, daß das Rauschspektrum im Falle der FM ein doppeltes Dreieck ist, das symmetrisch zum Frequenzausschlag Null liegt. Infolgedessen verringert sich bei FM das Rauschen mit kleinerem Frequenzausschlag. Dagegen ist das Rauschspektrum bei AM rechteckig, so daß sich die Rauschamplitude auch bei verkleinertem Modulationsgrad nicht ändert. Am Rande sei bemerkt, daß auch die Arbeiten von Crosby, auf die in diesem Bericht schon mehrfach Bezug genommen wurde, die Überlegenheit der FM bei Rauschfragen bestätigen.

Die Unterdrückung von Störfrequenzen ist nach Goldmann [16] bei FM besonders dann besser als bei AM, wenn das Störsignal beträchtlich kleiner ist als das reguläre Signal, und wenn man einen möglichst idealen Amplitudenbegrenzer auf der Empfangsseite verwendet.

Bei Empfangsstörungen, die dadurch entstehen, daß ein Empfänger zwei Sender im gleichen Kanal empfängt — ein Fall, den Keall [17] sowie Wheeler [18] prüften —, liegen die Verhältnisse so, daß die beiden Träger sich derart kombinieren, daß das gewünschte Signal und das Störsignal durch einen einzigen Träger darstellbar sind, dessen Frequenz dem Hauptsignal gleich ist und dessen Modulation vom Amplitudenverhältnis beider Signale abhängt. Ist das störende Signal größer als das erwünschte, so reißt es den gesamten Empfang an sich und unterdrückt den Empfang des schwächeren Senders. Man kann durch höhere Selektivität des Empfängers nicht weiterkommen und man muß das Signalverhältnis durch Richtempfang so verbessern, daß auf alle Fälle das gewünschte Signal das stärkere ist. Vom Störsignal bleiben dann 2 Arten von Störungen, einmal ein direktes Nebensprechen und außerdem eine Überlagerungsstörung, die dadurch entsteht, daß die beiden Modulationen interferieren. Dabei wird die Spracherkennbarkeit des Störsenders verwischt, es verbleibt ein unverständliches Zischeln, aus dem allenfalls die silbenmäßigen

Pulsationen des Störsenders herauszuhören sind. Das Nebensprechen, das die unangenehmere Störung ist, läßt sich durch einen möglichst guten Amplitudenbegrenzer weitgehend unterdrücken.

Verhältnismäßig kritisch stellt sich beim Studium der Empfängerliteratur die günstigste Wahl der Zwischenfrequenz dar. Niedrige Zwischenfrequenz ist vorteilhaft in bezug auf Verstärkung, Selektivität und Stabilität, ungünstig in bezug auf Spiegelfrequenzempfang und Oberwellenempfang. Besonders wenn, wie es in Amerika festgelegt ist, sämtliche FM-Sender in einem Band eng beieinanderliegen, und bei einer Kanalbreite von 200 kHz sehr viele Nachbarkanäle vorhanden sind, ist das Entstehen von Störmodulationen durch Oberwellen und Spiegelfrequenz aus benachbarten Kanälen sehr kritisch. Außerdem ist zu erwarten, daß die Sender eines Bezirkes, die ja alle nach einer Empfangsmöglickeit im Bereich der optischen Sicht streben, sich im Innern der Städte im Gebiet hoher Gebäude und Türme häufen werden. Auch das gibt Anlaß zu einer erhöhten Überlagerungsgefahr. Foster und Rankin [19] haben unter Voraussetzungen, die allerdings naturgemäß stark auf die amerikanischen Verhältnisse Rücksicht nehmen, die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten von Störsignalen bestimmt. Unter der Annahme von 40 Sendern im Bereich zwischen 42 und 50 MHz und unter Zugrundelegung der genannten Störmöglichkeiten haben die Autoren die Zwischenfrequenz variiert und Wahrscheinlichkeitskurven für das Auftreten von Störsignalen aus den Nachbarkanälen aufgestellt. Dabei zeigte sich, daß die Störwahrscheinlichkeit von Null bis etwa 4—6 MHz Zwischenfrequenz sehr rasch absinkt und sich später nur noch wenig ändert. Bei der Ermittlung der günstigsten Zwischenfrequenz kommen Foster und Rankin auf die verhältnismäßig hohe Frequenz von 8,26 oder selbst 11,45 MHz. Die speziellen Zahlenwerte entstehen allerdings, wie schon gesagt, durch Berücksichtigung der speziellen, in USA. gültigen Wellenverteilung. Nur für Gebiete, wo die empfangenen Signale schwach sind, wo aber Störsignale unwahrscheinlich sind, wird die verhältnismäßig kleine Zwischenfrequenz von 4,3 bis 5,4 MHz empfohlen. Diese Fragen der Zwischenfrequenz sprechen aber nicht unbedingt gegen die Frequenzmodulation, denn sie dürften im Falle amplitudenmodulierten UKW-Rundfunks ebenso auftreten und insofern kaum Einfluß nehmen auf die Alternative AM oder FM.

Schließlich interessieren noch die bei FM zu erwartenden Einschwingungsvorgänge. Wir beziehen uns auf Salinger [20], der diese Einschwingungsvorgänge in direkten Vergleich setzt mit denen bei amplitudenmodulierten Wellen. Wenn man senderseitig einen Rechteckimpuls durchgibt, so hat das sich ergebende Signal im Empfänger eine Flankensteilheit, die nur von der Bandbreite abhängt und praktisch ebenso groß ist wie die Flankensteilheit bei einem amplitudenmodulierten Sender gleicher Bandbreite. Aber die abklingenden Schwingungen, die der Flanke folgen, hängen in hohem Maße von dem Verhältnis der Bandbreite zum Frequenzausschlag ab. Sie sind außerordentlich störend, wenn die Bandbreite nur etwa 2 % größer ist als der Frequenzausschlag. Als Mindestverhältnis zwischen Bandbreite und Frequenzausschlag wird der Wert 1,7 genannt. Wenn man die Ergebnisse der theoretischen Untersuchung, wie Salinger das auch anschließend tut, auf praktische Sendeprobleme anwendet, so ergibt sich, daß die Einschwingvorgänge im Falle einer frequenzmodulierten Rundfunksendung mit einem Frequenzausschlag von 150 kHz völlig unwichtig sind. Die Frage nach der Anzahl der Sendekanäle, die man in einem vorgegebenen Band unterbringt, ist dann wichtiger als Einschwingerörterungen. Bei einer Fernsehsendung, deren Bildsignale amplitudenmoduliert sind, bei der aber die Synchronisierzeichen frequenzmoduliert übertragen werden, ergibt sich eine Bandbreite von 3,45 MHz bei einem Frequenzausschlag von 2 MHz. In diesem Falle ist nämlich nur die Flankensteilheit wesentlich. Abklingende Schwingungen hinter der Flanke sind beim Synchronisierzeichen weniger wichtig. Aber sehr viel kritischer würden die Anforderungen werden, falls man auch die Bildsignale frequenzmoduliert übertragen wollte, denn dann könnte man auf keinen Fall nennenswerte Restschwingungen hinter der Flanke dulden, weil sonst das empfangene Bild die bekannte und außerordentlich störende Doppel- oder Mehrfachkontur, die als Plastik bezeichnet wird, zeigen würde. Aus diesem Grunde ist es unwahrscheinlich, daß man bei Fernsehsendern die Bildsignale frequenzmoduliert übertragen wird. Tatsächlich hat man sich auch in den USA. bei der Festlegung der endgültigen Fernsehsendenormen für die Amplitudenmodulation im Bildteil entschieden, während der Ton zu dem gesendeten Fernsehbild frequenzmoduliert auf getrennter Welle übertragen wird.

Schrifttumsverzeichnis

[1] J. R. Carson: Proc. Inst. Rad. Eng. NY. 10 (1922), S. 57.

[2] B. van der Pol, Proc. Inst. Rad. Eng. NY. 18 (1930), S. 1194.

[3] J. R. Carson: "Amplitude, frequency and phase modulation", Wireless. Engineer, 1. 11. 40, Bd. 17, Nr. 206, S. 477.

[4] G. W. O. Howe: "Frequency versus amplitude modulation", Wireless Eng., vol. 18, pp. 1—2, January 1941.

[5] Armstrong: Proc. Inst. Rad. Eng. NY. 24 (1936), S. 689.

[6] M. G. Crosby: Frequency modulation noise characteristics. Proc. Inst. Rad. Eng. 25 (1937), Nr. 4, S. 472—514.

[7] Verfasser unerwähnt: Frequency modulation a revolution in broadcasting? Electronics 13 (1940), S. 10—14.

[8] Verfasser nicht erwähnt: Progress in radio, Unterabschnitt: Fortschritte auf dem Gebiete der Frequenzmodulation in den USA. im Verlaufe von 1941, Proc. I. R. E. Band 30, Nr. 2, Febr. 1942, S. 58, 65, 66.

[9] I. E. Weir: Field tests of amplitude and frequency modulation, with ultrahigh frequency waves. I and II. Gen. Electr. Rev. 42 (1939), S. 188—191, 270—273.

[10] Verfasser ungenannt: "Frequency versus Amplitude Modulation." The General Electric Review, Oct. 1940 (referiert in: Wireless Engineer, Bd. 18, H. 208, Jan. 1941, S. 1—2).

[11] R. F. Guy and R. M. Morries: "NBC Frequency-Modulation Field Test." RCA Review, Bd. 5, No. 2, Okt. 1940, S. 190—225.

[12] Dieselben: "NBC frequency-modulation field test." Radio, Nr. 255, S. 12—31, 136, Jan. 1941.

[13] M. G. Crosby: Frequency modulation propagation characteristics. Proc. Inst. Rad. Eng. 24 (1936), Nr. 6, S. 898—913.

[14] E. H. Plump: Störverminderung durch Frequenzmodulation. Hochfr. Elektroak. 52 (1938), Nr. 3, S. 73—80, Nr. 4, S. 148.

[15] Verfasser nicht genannt: "Noise in FM Transmissions", Wireless World, Febr. 1941, S. 32—35.

[16] S. Goldmann: "Noise and interference in Frequency-Modulation." Electronics, Aug. 1941, Bd. 14, S. 37—42.

[17] O. E. Keall: "Interference in Relation to Amplitude, Phase and Frequency modulated Systems." Wireless Engineer, Bd. 18, H. 208 (Jan. 1941), S. 6—17; H. 209 (Febr. 1941), S. 56—63.

[18] Harold A. Wheeler: "Common. Channel Interference between two Frequency-Modulated Signals." Proc. I. R. E., Jan. 1942, S. 34—50.

[19] D. E. Foster, J. A. Rankin: "Intermediate frequency values for frequency modulated receiwers." Proc. I. R. E., Bd. 29, No. 10, Okt. 1941, S. 546—551.

[20] H. Salinger, "Transients in Frequency Modulation." Proc. I. R. E., August 1942, S. 378—383.

Zeitschriftenlese

DK 621.396.677

Metallische Verzögerungslinsen. Winston E. Kock, The Bell, S. T. J. (1948), Bd. 27, Heft 1, S. 58—82.

In dieser Veröffentlichung werden die Grundlagen der sogenannten metallischen Verzögerungslinsen und ihre Anwendung als Antennen für den Kurzwellenempfang ausführlich behandelt. Jedoch zeigt dieser Aufsatz nicht nur Ausblicke für den Bau von Kurzwellenantennen, sondern verdient darüber hinaus auch bei allen denen Beachtung, denen an einer zusammenfassenden und einheitlichen Schau aller elektromagnetischen Phänomene gelegen ist; zeigt er doch in eindrucksvoller Weise, wie die Begriffe und Vorstellungen der sichtbaren Optik ihre Gültigkeit auch für das Gebiet der Radiowellen behalten und auch dort zu praktischen Ergebnissen führen.

Durchläuft eine elektromagnetische Welle den Raum zwischen zwei parallelen Metallplatten, so erfährt sie eine Phasenbeschleunigung, was gleichbedeutend mit

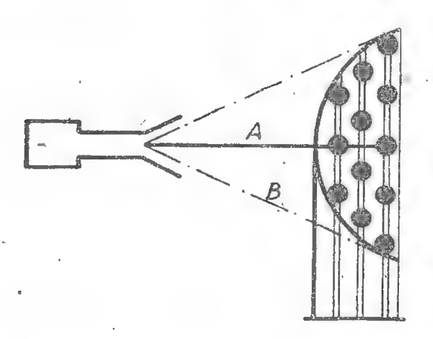


Abb. 1. Elektrische Kugellinse als Kurzwellenantenne

einer Änderung des Brechungsindex ist. Wie in der Optik läßt sich diese Tatsache benutzen, um durch geeignete Anordnung und Formgebung von Metallplättchen eine elektromagnetische Linse zu konstruieren, die als Richtantenne für den Ultrakurzwellenempfang dienen kann. Jedoch erweisen sich der Brechungsindex einer solchen Linse und die Richtcharakteristik einer solchen Antenne als stark frequenzabhängig, weshalb der Verfasser eine andere, diesen Nachteil nicht aufweisende Metallinse entwickelt hat, bei der im Gegensatz zur obigen die Phase eine Verzögerung erfährt. Diese wird herbeigeführt durch einzelne metallische Elemente, wie z. B. Kugeln, Scheiben oder Streifen, die wie die Atome eines dreidimensionalen Kristallgitters in einem Isolator, z. B. Polystyrol, angeordnet sind und eine Änderung der Dielektrizitätskonstanten und damit auch des Brechungsindex herbeiführen. Im einfachsten Falle werden als Leiterelemente kleine Kugeln verwendet. Den Aufbau einer solchen Linse zeigt Abb. 1. Sie besteht aus nebeneinandergelegten Polystyrolplatten mit eingelegten Stahlkugeln, deren Durchmesser und Abstände voneinander klein gegenüber der Wellenlänge sind, wodurch nicht nur Beugungseffekte vermieden werden, sondern vor allem die Unabhängigkeit des Brechungsindex von der Frequenz erreicht wird. Der Strahl A wird gegenüber dem Strahl B derart verzögert, daß beide die gleiche optische Länge bekommen. Auf der Oberfläche jeder Kugel entstehen aber Wirbelströme, die das Eindringen des magnetischen Vektors des Wellenfeldes verhindern und darum eine Verzerrung des magnetischen Feldes hervorrufen. Deshalb ersetzt der Verfasser die Kugeln durch kleine, in Richtung der Wellenausbreitung flache und parallel zum elektrischen und magnetischen Vektor angeordnete Scheiben. Solche Linsen sind für horizontal und vertikal polarisierte Wellen gleich wirksam. Sollen sie aber nur eine dieser Komponenten fokussieren, so werden die Kugeln und Scheiben durch dünne, in Richtung des Magnetvektors angeordnete Metallstreifen ersetzt. Derartige Linsen sind aus übereinandergelegten Polystyrolplatten aufgebaut, in die dünne Metallstreifen eingelassen sind, soweit sie die Gestalt einer Linse ausfüllen sollen (Abb. 2). Wird die Länge jedes Leiterelementes angenähert oder gleich $\frac{\lambda}{2}$ gemacht, so tritt ein Resonanzeffekt auf und die Linse wird undurchsichtig. Diese Erscheinung kann dazu verwendet werden, um bestimmte Frequenzen zu isolieren. Die Breite des Resonanz- und Absorptionsgebietes, für welche sich dieselben Gesetze und Abhängigkeiten wie in der sichtbaren Optik ergeben, läßt sich dadurch ändern, daß die Scheiben oder Streifen gegeneinander etwas geneigt angeordnet werden.

Eine Streifenlinse von 40,6 cm Maximaldicke mit 0,05 mm dicken Kupferfolien, einem Brechungsindex von $n = 1,5$ und 1,83 m Durchmesser wurde als Antenne für ein Band von 3700—4200 MHz (7,15—8,1 cm) verwendet. Ihr Aufbau und ihre Dimensionen gehen aus Abb. 2 hervor. Um zu verhindern, daß reflektierte Strahlen in den Eingang gelangen, wurde die untere Hälfte der Linse um $\frac{\lambda}{4}$ gegenüber der oberen versetzt angeordnet. Hierdurch erhalten die von der einen Hälfte reflektierten Strahlen einen Gangunterschied von einer halben Wellenlänge gegenüber den von der anderen Hälfte reflektierten, so daß sie sich gegenseitig auslöschen. Da dies aber nur für eine Wellenlänge streng zutrifft, wird die Linse außerdem in einer anderen Ebene etwas geneigt, so daß die reflektierten Strahlen nicht den Eingang erreichen. Die Energie wird dem System durch Hohlleiter im Brennpunkt zugeführt bzw. entnommen. Zwischen Hohlleiter und Linse ist ein kurzer Metalltrichter angebracht, Abb. 1. Eine so gestaltete Antenne zeigt, wie

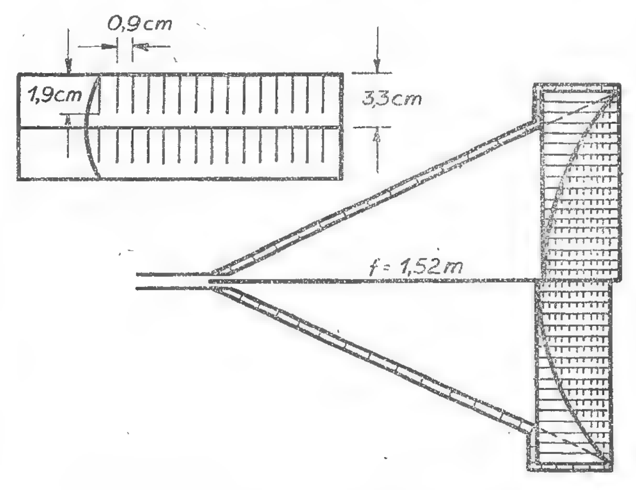


Abb. 2. Elektrische Streifenlinse als Kurzwellenantenne

der Verfasser durch Kurven belegt, eine gute Richtwirkung, die noch verbessert wird, wenn, wie in Abb. 2 gezeigt, der Trichter bis zur Linse fortgeführt wird.

Gegenüber den Hohlleiterlinsen haben die metallischen Verzögerungslinsen den bereits erwähnten Vorteil der Eignung für breite Frequenzbänder, gegenüber den dielektrischen Linsen den mechanischen Vorzug des wesentlich geringeren Gewichts. Im Vergleich zu Parabolreflektoren werden Vorteile besonders in der Zulässigkeit wesentlich größerer Toleranzen für die mechanischen Abmessungen, sowie in verbesserten Richtwirkungs- und Anpassungseigenschaften gesehen.

Nähring

Ermittlung von Quadratsummen und Wurzeln aus Quadratsummen mit Hilfe des Rechenschiebers

Von **K. Bauer**, Regensburg

DK. 518.5

Übersicht

Bei der Ermittlung komplexer Leitwerte und bei der Umwandlung komplexer Widerstandswerte von der Normalform in die Exponentialform ist auch stets die Quadratsumme $R^2 + X^2$ bzw. der absolute Betrag $\sqrt{R^2 + X^2}$ zu berechnen. Mit Hilfe des logarithmischen Rechenstabes kann diese Arbeit für den geübten Rechner wesentlich erleichtert und beschleunigt werden. Zunächst wird mathematisch bewiesen, daß auf dem Rechenschieber auch addiert und subtrahiert werden kann, und dann wird durch drei einfache Zahlenbeispiele aus der Wechselstromtechnik die praktische Anwendung gezeigt.

A. Mathematische Grundlage und Rechenregeln

Die Addition und Subtraktion mit dem logarithmischen Rechenstab gründet auf der früher viel angewandten korrespondierenden Addition und Subtraktion. Addiert oder subtrahiert man auf beiden Gleichungsseiten der ursprünglichen Proportion $a : b = c : d$ die Größe 1, so entsteht die bekannte Verhältnisgleichung

$$\frac{a - b}{b} = \frac{c - d}{d}. \qquad (1)$$

Unter Wahrung des ursprünglichen Verhältnisses $a : b = c : d$ sind dann auch die beiden folgenden Verhältnisgleichungen richtig:

$$\frac{a^2 \pm b^2}{b^2} = \frac{c^2 \pm d^2}{d^2} \qquad (2)$$

und

$$\frac{\sqrt{a^2 \pm b^2}}{b} = \frac{\sqrt{c^2 \pm d^2}}{d}. \qquad (3)$$

Durch Umformung der ursprünglichen Proportion $a : b = c : d$ in $a : c = b : d$ und der Gleichung (1) in

$$\frac{a + b}{c + d} = \frac{b}{d}$$

erhält man nun die für die Addition und Subtraktion auf dem logarithmischen Rechenstab wichtige fortlaufende Proportion

$$a : c = b : d = (a \pm b) : (c \pm d). \qquad (4)$$

Bei der A d d i t i o n ist es zweckmäßig, in der fortlaufenden Proportion Gl. (4) für c eine Konstante $K = 1$ zu setzen. Damit wird $d = K \cdot b/a$, also eine von dem jeweiligen Verhältnis b/a abhängige Veränderliche, die y_1 genannt werden soll.

$$a : 1 = b : y_1 = (a + b) : (1 + y_1). \qquad (5)$$

Die Summe $1 + y_1$ läßt sich leicht im Kopf rechnen und dieses fortlaufende Verhältnis Gl. (5) kann nun mit Hilfe der Skalen D (1—10) unten auf dem Lineal und C (1—10) unten auf dem Schieber bequem eingestellt werden, wenn a und b gleichstellige Zahlen sind.

Unter denselben Voraussetzungen gelten auch folgende fortlaufenden Proportionen:

$$a^2 : 1 = b^2 : y_1^2 = (a^2 + b^2) : (1 + y_1^2) \qquad (6)$$

und

$$a : 1 = b : y_1 = \sqrt{a^2 + b^2} : \sqrt{1 + y_1^2}, \qquad (7)$$

nur muß bei diesen Verhältnisgleichungen auch die Skala B (1—100) auf dem Schieber zu Hilfe genommen und bei Gl. (6) auf der Skala A (1—100) abgelesen werden.

Bei verschiedenstelligen Zahlen a und b ändert sich Gl. (5) in

$$a : 1 = (n\,b) : (n\,y_1) = (a + n\,b) : (1 + n\,y_1), \qquad (8)$$

wobei der Faktor n nur 1/10 oder höchstens 1/100 bzw. 10 oder höchstens 100 sein wird, je nachdem b um eine oder zwei Stellen kleiner oder größer ist als a. Im Hinblick auf die begrenzte Rechenschiebergenauigkeit werden größere Stellenzahlenunterschiede wohl kaum in Betracht kommen. Die Gl. (6) und (7) ändern sich in solchen Fällen sinngemäß in

$$a^2 : 1 = (n\,b)^2 : (n\,y_1)^2 = [a^2 + (n\,b)^2] : [1 + (n\,y_1)^2] \qquad (9)$$

und (bezogen auf die Skalen C und D)

$$a : 1 = (n\,b) : (n\,y_1) = \sqrt{a^2 + (n\,b)^2} : \sqrt{1 + (n\,y_1)^2}. \qquad (10)$$

Die Addition kann auch mit dem Rechenschieber für mehrere Summanden vorgenommen werden. Die ermittelte Summe des 1. und 2. Summanden wird dann mit dem 3. Summanden, die neue Summe mit dem 4. Summanden addiert usw. Änderungen der Stellenzahlen sind nach Gl. (8) bzw. (9) und (10) zu beachten.

Bei der S u b t r a k t i o n ist in der fortlaufenden Proportion Gl. (4) für d eine Konstante K zu setzen. Dann wird $c = K \cdot a/b$, also eine von dem jeweiligen Verhältnis a/b abhängige Veränderliche, die y_2 genannt werden soll, d. h.

$$a : y_2 = b : K = (a - b) : (y_2 - K).$$

Im 3. Zahlenbeispiel wird gezeigt, daß man bei der Subtraktion auf dem logarithmischen Rechenstab nicht für alle Fälle mit einer Konstanten $K = 1$ auskommt, sondern genötigt ist, auch $K = 10$ einzuführen. Die Differenzen $y_2 - 1$ bzw. $y_2 - 10$ sind ebenfalls leicht im Kopf zu ermitteln, und nach einfacher Umstellung erhält man

$$b : 1 = a : y_2 = (a - b) : (y_2 - 1) \qquad (11)$$

bzw.

$$b : 10 = a : y_2 = (a - b) : (y_2 - 10). \qquad (12)$$

Diese beiden fortlaufenden Proportionen lassen nun die Differenz $a - b$ mit Hilfe der Skala D (1—10) auf dem Lineal und der Skala C (1—10) auf dem Schieber wieder bequem errechnen, wenn a und b gleichstellige Zahlen sind.

Ähnlich wie bei der Addition, lassen sich auch für die Differenz von Quadraten ($a^2 - b^2$) und für die Wurzel aus einer Quadratdifferenz $\sqrt{a^2 - b^2}$ fortlaufende Proportionen aufstellen, die wegen ihrer geringen Bedeutung für die Fernmeldetechnik hier nicht aufgeführt und mit Zahlenbeispielen erläutert werden sollen.
Sind a und b verschiedenstellige Zahlen, dann ändern sich die Gl. (11) und (12) in

$$b : 1 = (n\,a) : (n\,y_2) = (n\,a - b) : (n\,y_2 - 1) \quad (13)$$

bzw.

$$b : 10 = (n\,a) : (n\,y_2) = (n\,a - b) : (n\,y_2 - 10), \quad (14)$$

wobei hier n nur 10 oder höchstens 100 sein wird, je nachdem die Stellenzahl der Minuenden um 1 oder 2 Stellen größer ist als die Stellenzahl des Subtrahenden.

Bemerkung

In dieser Abhandlung wird öfter der Ausdruck „Einstellzahl" gebraucht. Damit wird die Zahl verstanden, die man auf dem logarithmischen Rechenstab jeweils einstellt. Die Zahl 1050 hat z. B. eine niedrigere Einstellzahl (1,05) als die Zahl 780 (Einstellzahl 7,8).

Regel für die Addition

Bei der Addition auf dem logarithmischen Rechenstab ist es zweckmäßig, stets den Summanden mit der niedrigeren Einstellzahl zuerst einzustellen.

Regel für die Subtraktion

Bei der Subtraktion auf dem logarithmischen Rechenstab ist stets mit der Einstellung des Subtrahenden zu beginnen.
Ist die Einstellzahl des Minuenden kleiner als die Einstellzahl des Subtrahenden (z. B. bei 1050 — 780, siehe obige Bemerkung), dann muß die Konstante K = 10 gewählt werden. Im umgekehrten Fall (z. B. 780 — 105) bleibt die Konstante K = 1 wie stets bei der Addition.

B. Zahlenbeispiele

Um Platz zu sparen und Wiederholungen zu vermeiden, werden für die Rechenschiebereinstellungen besondere Kürzungen eingeführt, z. B.

1. Läufer (L) über 2,0 auf der Skala D (1—10) des Lineals . . . . L 2 D
2. Schieber (S) nach rechts (→) bis 1,0 auf der Skala C (1—10) unter dem Läuferstrich . . . . S →1 C
3. Läufer über 3,0 auf der Skala D (1—10) des Lineals . . . . L 3 D
   und darüber 1,5 auf Skala C (1—10) ablesen (abl.) . . . . abl. 1,5 C
   Im Kopf die Konstante K = 1 hinzuzählen . . . . 1,5 + 1 = 2,5
4. Läufer über 2,5 C (1—10) des Schiebers L 2,5 C
   und darunter auf der Skala D (1—10) des Lineals die Summe 5,0 ablesen . . abl. 5 D

In dieser Folge werden bei gleichstelligen Summanden alle Summen a + b ermittelt.

1. Beispiel

Zwei Ohmsche Widerstände $R_1 = 2{,}76$ Ohm und $R_2 = 1{,}24$ Ohm sind parallel geschaltet. Wie groß ist der Ersatzwiderstand R?

Lösung

Bei Rechenschiebern mit reziproker Skala können die Ersatzwiderstände von Parallelschaltungen Ohmscher Teilwiderstände nunmehr in ununterbrochener Folge der Einstellungen berechnet werden.
Die niedrigere Einstellzahl hat hier R_2 ($1{,}24 < 2{,}76$); man rechnet also

$$\frac{1{,}24 + 2{,}76}{2{,}76 \cdot 1{,}24} = G \text{ (Leitwert)}$$

und liest R = 1/G auf der reziproken Skala ab.

Rechenschiebereinstellungen

L 1,24 D; S → 1 C; L 2,76 D; abl. 2,23 C; 2,23 + 1 = 3,23; L 3,23 C; abl. 4,0 D ($R_2 + R_1$).

$$\frac{4}{2{,}76 \cdot 1{,}24} = 1{,}17 \text{ Siemens.}$$ Schieber in Grundstellung.

Über 1,17 D auf der reziproken Skala R = 0,855 Ohm ablesen.
Diese Rechenschiebereinstellungen gehen bei einem geübten Rechner viel schneller vor sich, als sie hier zu lesen sind.

2. Beispiel

Drei induktive Widerstände $\mathfrak{R}_1 = 3 + j\,4$; $\mathfrak{R}_2 = 11 + j\,7$ und $\mathfrak{R}_3 = 1{,}1 + j\,12$ werden parallel geschaltet. Zu berechnen ist der komplexe Leitwert $\mathfrak{Y}$ der Kombination.

Lösung

$$\mathfrak{Y}_1 = \frac{R_1}{R_1^2 + X_1^2} - j\frac{X_1}{R_1^2 + X_1^2};$$ sinngemäß $\mathfrak{Y}_2$ und $\mathfrak{Y}_3$.

$$\mathfrak{Y} = \mathfrak{Y}_1 + \mathfrak{Y}_2 + \mathfrak{Y}_3$$

Rechenschiebereinstellungen

a) Ermittlung von $\mathfrak{Y}_1 = \frac{3}{3^2 + 4^2} - j\frac{4}{3^2 + 4^2}$.

Zunächst werden die Quadratsummen berechnet. Einstellzahlen $3{,}0 < 4{,}0$; Folge kann bleiben. L 3 D; S → 1 C; L 4 D; abl. 1,78 B; 1,78 + 1 = 2,78; L 2,78 B; abl. 25 A ($R_1^2 + X_1^2 = 25$)

$$\mathfrak{Y}_1 = 0{,}12 - j\,0{,}16.$$

b) Ermittlung von $\mathfrak{Y}_2 = \frac{11}{11^2 + 7^2} - j\frac{7}{11^2 + 7^2}$.

Einstellzahlen $1{,}1 < 7{,}0$; Folge kann bleiben. 7 ist um eine Stelle niedriger als 11; $n = 1/10$. L 1,1 D; S → 1 C; L 7 D; abl. 40,6 B ($= y_1^2$). Nach Gl. (9) $1 + (n\,y_1)^2 = 1 + n^2 y_1^2$; $n^2 = 1/100$; 1 + 0,406 = 1,406. L 1,406 B; abl. 1,7 A ($R_2^2 + X_2^2 = 170$)

$$\mathfrak{Y}_2 = 0{,}0647 - j\,0{,}0412.$$

c) Ermittlung von $\mathfrak{Y}_3 = \frac{1{,}1}{1{,}1^2 + 12^2} - j\frac{12}{1{,}1^2 + 12^2}$.

Einstellzahlen $1{,}1 < 1{,}2$; Folge kann bleiben. 12 ist um eine Stelle größer als 1,1; n = 10. L 1,1 D; S → 1 C; L 1,2 D; abl. 1,19 B ($= y_1^2$); $n^2 = 100$; $1 + n^2 y_1^2 = 1 + 119 = 120$; L 1,2 B; abl. 1,45 A ($R_3^2 + X_3^2 = 145$)

$$\mathfrak{Y}_3 = 0{,}0076 - j\,0{,}0828.$$

d) Der komplexe Leitwert der Kombination ist

$$\mathfrak{Y} = 0{,}1923 - j\,0{,}2840.$$

3. Beispiel

Eine Spule mit dem Wirkwiderstand $R = 4$ Ohm und dem Selbstinduktionskoeffizienten $L = 1{,}8$ mH wird in Reihe mit einem praktisch verlustfreien Kondensator von 50 µF geschaltet. Gesucht wird der Ersatzwiderstand $\mathfrak{R}$ nach Betrag und Phase bei den Frequenzen $f_1 = 800$ Hz und $f_2 = 1600$ Hz.

Lösung

$$\omega = 2\pi f; \; |\mathfrak{R}| = \sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2};$$

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R};$$

$$\mathfrak{R} = |\mathfrak{R}| \cdot e^{\pm \varphi}.$$

a) $\omega_1 = 2 \cdot 3{,}14 \cdot 800 \approx 5000$ 1/s
$\omega_1 L = 5000 \cdot 1{,}8 \cdot 10^{-3} = 9$ Ohm

$$\frac{1}{\omega_1 C} = \frac{10^6}{5000 \cdot 50} = 4 \text{ Ohm}.$$

b) $\omega_2 = 10\,000$ 1/s,
$\omega_2 L = 18$ Ohm,

$$\frac{1}{\omega_2 C} = 2 \text{ Ohm}.$$

Zu a) $|\mathfrak{R}| = \sqrt{4^2 + (9-4)^2}$; $\operatorname{tg}\varphi_1 = \frac{9-4}{4} = 1{,}25.$

Zu b) $|\mathfrak{R}| = \sqrt{4^2 + (18-2)^2}$; $\operatorname{tg}\varphi_2 = \frac{18-2}{4} = 4{,}0.$

Rechenschiebereinstellungen

Um das Prinzip der Subtraktion auf dem logarithmischen Rechenstab sofort erkennen zu lassen, sollen die ganz einfachen Differenzen unter den beiden Wurzeln ermittelt werden, die man sonst niemals mit dem Rechenschieber berechnen wird.

Zu a)

Die Einstellzahl (9,0) des Minuenden ist hier größer als die Einstellzahl (4,0) des Subtrahenden; deshalb ist $K = 1$ zu wählen. Beide Zahlen sind gleichstellig. L 4 D; S → 1 C; L 9 D; abl. 2,25 C, $2{,}25 - 1 = 1{,}25$; L 1,25 C; abl. 5 D (Differenz $9 - 4 = 5$).

Nun wird $|\mathfrak{R}| = \sqrt{4^2 + 5^2}$ berechnet. Die Einstellzahl 4,0 ist niedriger wie die Einstellzahl 5,0; die Summanden brauchen also nicht vertauscht zu werden. Beide Zahlen sind wieder gleichstellig. Bei der Addition ist stets $K = 1$. L 4 D; S → 1 C; L 5 D; abl. 1,56 B; $1{,}56 + 1 = 2{,}56$; L 2,56 B; abl. 6,4 D ($\sqrt{4^2 + 5^2} = 6{,}4$).

Ein besonderer Vorzug dieses Verfahrens ist nun, daß man, wenn die Summanden unter der Wurzel nicht vertauscht werden mußten und sie gleichstellig sind, im Zuge der Berechnung des absoluten Betrages zugleich den $\operatorname{tg}\varphi$ ablesen kann. Nach Gl. (5) ist $y_1 = K \cdot \frac{b}{a}$ und für $K = 1$ ist $y_1 = \frac{b}{a}$, d. h. $y_1 = \operatorname{tg}\varphi$. Bevor man also in solchen Fällen y_1^2 auf der Skala B (1—100) abliest (hier abl. 1,56 B), notiert man sich $y_1 = \operatorname{tg}\varphi$ (hier abl. 1,25 C über 5 D). L 1,25 D; S ← 10 C; abl. 51° 20′ (←) auf der Tangens-Skala auf der Rückseite des Schiebers (links unten).

Ergebnis: $\mathfrak{R} = |\mathfrak{R}| \cdot e^{+j\varphi}$,
$\mathfrak{R} = 6{,}4 \cdot e^{51^\circ 20'}$ (für $f_1 = 800$ Hz).

Zu b)

Die Einstellzahl (1,8) des Minuenden ist hier kleiner als die Einstellzahl (2,0) des Subtrahenden; deshalb ist $K = 10$ zu wählen.

L 2 D; S ← 10 C; L 1,8 D; abl. 9 C; nun ist jedoch die Stellenzahl des Minuenden (18) um eine Stelle höher als die des Subtrahenden (2), d. h. $n = 10$.

$n y_2 = 90$; $n y_2 - K = 90 - 10 = 80$ (siehe Gl. 14); L 8 C; abl. 1,6 D (Differenz $18 - 2 = 16$).

Nun kann $\sqrt{4^2 + 16^2}$ berechnet werden. Die Einstellzahl 4,0 ist höher als die Einstellzahl 1,6; die Summanden müssen also vertauscht werden. Es ist $\sqrt{16^2 + 4^2}$ zu rechnen. Die Stellenzahl des zweiten Summanden ist außerdem um eine Stelle niedriger; damit wird $n = 1/10$ Bei der Addition bleibt jedoch stets die Konstante $K = 1$. L 1,6 D; S → 1 C; L 4 D;

a) abl. 2,5 C = y_1. Weil die Summanden vertauscht wurden und nicht stellengleich sind, entspricht hier y_1 nicht mehr dem $\operatorname{tg}\varphi$, sondern nun ist $n \cdot y_1 = \operatorname{ctg}\varphi$. Also für $n = 1/10$ notiert man hier $\operatorname{ctg}\varphi = 0{,}25$. Der Vorteil dieses Verfahrens bleibt also trotzdem bestehen, weil der ctg-Wert doch zahlenmäßig abgelesen werden kann und damit auch φ bestimmt ist (siehe unten bei der Einstellung des Winkels).

b) abl. 6,25 B; $n = 1/10$; $n^2 y_1^2 = 1/100 \cdot 6{,}25$;
$1 + n^2 y_1^2 = 1 + 0{,}0625 = 1{,}0625$.
L 1,063 B; abl. 1,65 D ($\sqrt{4^2 + 16^2} = 16{,}5$);
L 1 D; S ← 2,5 C; abl. 76° (←) auf der tg-Skala.

Ergebnis: $\mathfrak{R} = |\mathfrak{R}| \cdot e^{+j\varphi}$
$\mathfrak{R} = 16{,}5 \cdot e^{76^\circ}$ (für $f_2 = 1600$ Hz).

Praktische Anwendungen

Die Rechenbeispiele wurden zahlenmäßig so gewählt, daß wohl alle wichtigen Sonderfälle erfaßt werden konnten. Das Verfahren kann auch auf anderen Gebieten der Technik, z. B. bei statischen Berechnungen für den Beton-, Stahl- und Holzbau vielfach Anwendung finden.

Zeitschriftenlese

DK 681.14

Ein elektrischer Rechner für Kreisfunktionen. Walter Hoppe, Zeitschrift für Naturforschung, Jg. 2 a/1947, Heft 10, S. 585.

Zur Berechnung von Kreisfunktionen, ihren Summen und Produkten, sowie von bestimmten periodischen Funktionen anderer Gestalt wird eine elektrische Rechenmaschine beschrieben, die als Grundrechenelement ein Drehsinuspotentiometer benutzt. Eine quadratische Platte ist mit blankem Widerstandsdraht bewickelt und läßt sich um ihre Mittelpunktsnormale drehen. An die Enden des Widerstandes wird eine konstante Spannung gelegt. In einem Abstand, der proportional der Amplitude der Kreisfunktion eingestellt wird, befinden sich zwei Gleitkontakte, die zur Abnahme der Meßspannungen dienen. Die Anzeige des Resultates erfolgt praktisch stromlos in einem Spiegelgalvano-

meter mit vorgeschaltetem hohem Widerstand. Die Rechengenauigkeit beträgt 4 ‰. Die elektrische Summation erfolgt fehlerfrei. Die Bestimmung von periodischen Funktionen anderer Gestalt kann erfolgen, wenn man an Stelle quadratischer Platten Widerstandsplatten entsprechender Gestalt verwendet. WTJ

DK 621.352

Einige Probleme auf dem Gebiete der galvanischen Stromerzeugung in Primär- und Sekundärelementen. Friedrich Müller, Archiv für Metallkunde, Jg. 1/1947, Heft 4, S. 145.

Aus der Notwendigkeit der Verwendung von galvanischen Elementen und den an sie zu stellenden Anforderungen ergeben sich eine Reihe von Problemen, die zum Zwecke der Erzielung einer möglichst großen Leistungsfähigkeit gelöst werden müssen. Es wird darauf hingewiesen, daß der bei allen Elementen mit Ausnahme des Daniell-Elementes an der Kathode entladene Wasserstoff die Gesamtspannung des Elementes relativ niedrig hält und daher beseitigt werden muß. Die dazu notwendigen Depolarisatoren, die einerseits diese Polarisation beeinflussen, sich anderseits auch auf die Belastbarkeit der Elemente auswirken, da diese von der Geschwindigkeit zwischen Depolarisator und primär entstehendem Wasserstoff abhängt, müssen noch eingehend erforscht werden. Bei den negativen Elektroden ist die Frage zu klären, ob der Ersatz des bis jetzt meistens verwendeten Zinks durch andere Grundstoffe, vor allem durch Leichtmetalle, von Vorteil sein würde. Bei den Akkumulatoren ergeben sich durch den Mangel an Antimon, das als Zusatz für die Hartbleiplatten des Bleiakkumulators benötigt wird, und an Cadmium, das im Edison-Akkumulator verwendet wird, eine Reihe von Problemen. Schließlich harrt auch das Problem der Brennstoffelemente, die das Fernziel der galvanischen Stromerzeugung sind, seiner Lösung. (20 Literaturangaben.) WTJ

DK 621.355

Die Grundlagen des Bleiakkumulators. C. Drotschmann, Archiv für Metallkunde, Jg. 1/1947, Heft 4, S. 148.

Nach einer Definition des Akkumulators als Stromerzeuger, bei dem die stromliefernde chemische Reaktion umkehrbar gestaltet ist, gibt der Verfasser einen kurzen Überblick über die geschichtliche Entwicklung. Die chemischen Reaktionen und Vorgänge im Akkumulator werden beschrieben und durch Gleichungen belegt. Es wird darauf hingewiesen, daß die theoretische Berechnung der EMK bei den einzelnen Autoren zu verschiedenen Ergebnissen und Folgerungen führt. Die EMK hängt von der Säurekonzentration, dem Lösungsdruck des Metalloids und dem osmotischen Druck der Metallionen ab. Die Kapazität des Akkumulators ist temperaturabhängig und zwar deshalb, weil sie von der Viskosität der Schwefelsäure beeinflußt wird und diese sich mit der Temperatur ändert. Zellen mit konzentrierteren Elektrolyten sind stärker temperaturabhängig als solche mit Säuren geringerer Dichte. Die Formeln für die Berechnung der Kapazität werden angegeben. Der Wirkungsgrad ist vom Zustand der Platten, von der Betriebstemperatur und von der Größe des Lade- und Entladestromes abhängig. Er soll in Wattstunden etwa 77 % betragen. Über die Lebensdauer lassen sich keine genauen Angaben machen, da sie sehr stark von der Konstruktion aller Einzelheiten eines Sammlers abhängt. Bei normaler Beanspruchung und reiner Säure wird die Lebensdauer durch die positiven Platten bestimmt, deren Masse allmählich bröcklig wird und sich vom Gitter löst. Durch Zusatz von Chemikalien hat man versucht, dieser Erscheinung entgegenzuwirken. Es wird eine Schnellmethode zur Prüfung der Lebensdauer angegeben. Es wird ferner auf die Selbstentladung aufmerksam gemacht, die durch eine Reihe von einander unabhängigen Reaktionen beeinflußt wird. Diese Reaktionen werden beschrieben, wobei auf die Abhängigkeit derselben von verschiedenen Faktoren hingewiesen wird. Schließlich wird eine Definition der Ladung gegeben. Im Zusammenhang damit werden auch die Begriffe Überladung, Aufbesserungsladung, Ladespannung und Ladekurve diskutiert. (71 Literaturangaben.) WTJ

DK 621.352.39

Neueste Fortschritte auf dem Gebiet der Trockenbatterien. R. W. Hallows, Wireless World 54 (1948), S. 352—354.

Es wird eine neue Trockenbatterie beschrieben, die in ihrem wesentlichen Aufbau der bekannten Leclanché-Trockenbatterie ähnelt. Wie bei dieser werden auch hier die negative Elektrode von einem Zinkbecher und die positive Elektrode von einem zentral angeordneten Kohlestab gebildet. Abweichend aber wird als Elektrolyt Kalilauge verwendet, mit welcher mit Zinkpulver bestreutes Papier getränkt ist; als Depolarisator dient Quecksilberoxyd, das zusammen mit Kohlepulver den Kohlestab unmittelbar umgibt. Diese neue Batterie zeichnet sich durch längere Lebensdauer und Konstanz aus. Wie Vergleichskurven zu entnehmen ist, fällt bei der bekannten Trockenbatterie innerhalb von 25 Stunden die Spannung von 1,7 auf 1,0 Volt ab, während die neue Batterie bei gleicher Größe und unter gleicher Belastung zwar nur eine Anfangsspannung von 1,35 Volt gibt, doch aber erst in etwa 140 Stunden einen Spannungsabfall auf 1,2 Volt aufweist. Ng.

DK 621.314.63

Trockengleichrichter in den USA. (Nach Electrical Engineering, IV/1948.)

Entwicklung, Fertigung und Verwendung von Kupferoxydulgleichrichtern in den Vereinigten Staaten werden in kurzen Abrissen behandelt.

Ein Trockengleichrichter als Radio-Kleinladegerät zu 3 W bei 6 V wurde erstmalig 1926 verwendet, während 1947 Trockengleichrichter bis zu einer Dauerleistung von 100 kW hergestellt werden konnten. Trockengleichrichter bis zu 2—3 kW erhalten keine besondere Kühlung. Seit 1936 verwendet man ventilatorgekühlte Trockengleichrichter u. a. zur Speisung von Kinobogenlampen. 1937 führte man den Trockengleichrichter für Zwecke der Elektroplattierung ein; die Leistung solcher Gleichrichter konnte seither auf 16 700 A bei 6 V gesteigert werden. 1939 kamen Schnellladeund Hochspannungsgeräte für Rundfunkzwecke auf. 1940 entstehen Trockengleichrichter für das Laden von Zugbatterien, ferner Schweißgleichrichter und Gleichrichter für die Aluminiumerzeugung. Auch Hochspannungsgleichrichter (70 kV, 0,25 A) für die Flugaschenabscheidung sind hervorzuheben. 1943 kommen Trockengleichrichter für Verzinnungsanlagen auf.

Im Eisenbahnwesen finden Trockengleichrichter wegen ihrer Unempfindlichkeit und Zuverlässigkeit weitgehende Anwendung. Schon seit 1924 benutzt man sie bei der Zugsignalisierung in den auf den Lokomotiven geführten Geräten, u. a. zur Betätigung von Gleichstromrelais hinter den Röhrenempfängern. Heute führen mehrere tausend Lokomotiven Code-Signalgeräte, die Trockengleichrichter als Bauelemente enthalten.

Trockengleichrichter dienen zum Laden von Sammlern aller Art, auch zum Laden und Puffern mit sehr schwachen Strömen (trickle charge). Primärbatterien werden ebenfalls mittels Trockengleichrichter gepuffert und erlangen dadurch die zehnfache Lebensdauer. Wird durch eine besondere Schaltung unter Verwendung des Kernsättigungsprinzips der Gleichrichterstrom von der entnommenen Leistung abhängig gemacht, so geht die Lebensdauer der so gepufferten Primärbatterien bis zum zwanzigfachen Wert der normalen Lebensdauer herauf.

In Meßinstrumenten sind häufig Trockengleichrichter vorteilhaft, weil sie erheblich überlastet werden können und wegen ihrer Kleinheit leicht unterzubringen sind. Im Fernmeldewesen erlaubt die Ausnutzung der nichtlinearen Kennlinie der Trockengleichrichter verschiedene Anwendungen. Bekannt sind hier insbesondere die Modulationsschaltungen. Sa.

Fernamtsansage

Mit 3 Abbildungen

Von R. Führer, München

Es wird eine schaltungstechnische Lösung vorgeschlagen, welche die Fernamtsansage bei Einzel- und Sammelanschlüssen in betrieblich einwandfreier Weise anzuwenden gestattet. Fernverbindungen und Selbstwählfernverbindungen werden nicht gestört.

1. Schaltungstechnische Bedingungen

Die Fernamtsansage in ihrer historischen Entwicklung, die Gründe, die ihre Aufhebung veranlaßt haben, die ungünstigen Betriebserfahrungen und das dringende Bedürfnis, die Fernamtsansage wieder einzuführen, endlich die schaltungstechnischen Schwierigkeiten, die im Hinblick auf den Selbstwählferndienst dieser Wiedereinführung im Wege stehen, sind an anderer Stelle[1]) eingehend erörtert worden. Aus der Fülle widerstreitender Gesichtspunkte schälen sich zwei extreme Lösungen heraus:

Entweder eine vollkommene Technik, welche dem Fernamt ein hochwertiges Mittel zur Beschleunigung der Betriebsabwicklung an die Hand gibt, oder ein völliger Verzicht, ein Weg, den viele ausländische Staaten und auch Deutschland einmal beschritten haben.

Die vollkommene Lösung verlangt, daß die Fernamtsansage auf ortsbesetzte Anschlüsse beschränkt bleibt, daß handvermittelte und Selbstwählfernverbindungen gegen Aufschaltung geschützt sind und daß bei Sammelanschlüssen im Belegtfall selbsttätig ortsbesetzte, d. h. der Fernamtsansage zugängliche Leitungen angesteuert werden. Nur unter diesen Voraussetzungen ist die Fernamtsansage ohne besondere Rücksichtnahme und ohne Störung hochwertiger Verbindungen in einfacher Weise anwendbar. Jede andere Lösung würde bedeuten, die alten Fehler und Mängel, die seinerzeit zur Aufhebung der Fernamtsansage geführt haben, in verstärktem Maße zu wiederholen.

Für die schaltungstechnische Durchbildung ergibt sich somit die widersprechende Forderung, einerseits eine Aufschaltung auf Ortsverbindungen grundsätzlich zu ermöglichen, andererseits aber die Selbstwählfernverbindungen, die schaltungstechnisch die Merkmale einer Ortsverbindung aufweisen, von der Aufschaltung auszunehmen. Da der Teilnehmer sowohl Ortsverbindungen als auch Selbstwählfernverbindungen herstellt, läßt sich diese Bedingung auch dahingehend ausdrücken, daß die in das Ortsnetz strebenden Teilnehmerverbindungen als Ortsverbindungen, die in das Fernnetz strebenden Teilnehmerverbindungen als Fernverbindungen zu behandeln sind.

Im folgenden wird ein Verfahren[2]) dargestellt, das diese Forderung erfüllt und darüber hinaus noch weitere, in der Zukunft wirksame Vorteile bietet.

2. Fernkennzeichnung

Um eine unterschiedliche Behandlung der Orts- und Fernverbindungen zu ermöglichen, müssen sie im Sprechzustand verschieden gekennzeichnet sein. Diesem Ziele dient die Fernkennzeichnung. Sie gestattet eine besondere Belegtkennzeichnung der Fernverbindung in der Weise, daß der im Ferndienst belegte Anschluß anders gekennzeichnet wird als der im Ortsdienst belegte. Schaltungstechnisch wird dies so durchgeführt, daß der Prüfast des Teilnehmeranschlusses bei Ortsbelegung über 60 Ohm, bei Fernbelegung unmittelbar geerdet wird.

Die besondere Aufgabe besteht jetzt darin, nicht nur die vom Fernamt aufgebaute Verbindung als fernbelegt zu kennzeichnen, sondern auch die vom Teilnehmer hergestellte Selbstwählfernverbindung, und zwar in ankommender u n d abgehender Richtung. Solange die Fernverbindung ausschließlich vom Fernamt im Rückrufverfahren hergestellt wurde, war eine Fernkennzeichnung in abgehender Richtung überhaupt nicht notwendig, da das vom Fernamt belegte Anschlußorgan nicht gerufen werden konnte. Im Selbstwählferndienst ist dies anders. An einer Selbstwählfernverbindung sind zwei belegbare Teilnehmeranschlüsse beteiligt, die beide durch Fernkennzeichnung gegen Aufschaltung geschützt werden müssen. Eine Fernkennzeichnung in abgehender Richtung ist auch im beschleunigten Fernverkehr notwendig, wenn der rufende Teilnehmer am Fernplatz im Sofortverfahren weiter verbunden wird. Es genügt in diesem Falle nicht, die vom Fernamt gewählte ferne Rufnummer als fernbelegt zu kennzeichnen, während der anrufende Teilnehmer nur ortsbelegt erscheint.

a) F e r n k e n n z e i c h n u n g des T e i l n e h m e r a n s c h l u s s e s in a b g e h e n d e r R i c h t u n g

Der Teilnehmer baut eine Selbstwählfernverbindung in gleicher Weise wie eine Ortsverbindung auf. Schaltungsmäßig verlaufen beide Verbindungen über die gleichen Wählerglieder (I. VW oder AS, II. VW, I. GW). Trotzdem gelingt es, eine Unterscheidung der Orts- und Fernverbindung in einfacher Weise durch Ausnutzung des z e i t l i c h e n E i n s a t z e s d e r Z ä h l u n g zu erzielen. Voraussetzung dabei ist, daß die Ortsverbindung nach Gesprächs s c h l u ß, die Selbstwählfernverbindung dagegen bei Gesprächs b e g i n n gezählt wird.

Neben anderen Verfahren erfüllt die Zeitimpulszählung während des Gesprächs diese Bedingung. Der erste Zählimpuls ist bei der Meldung des Gerufenen wirksam, während die weiteren Zählimpulse laufend in gleichmäßigen, durch die Zone definierten Zeitabständen übertragen werden. Mit dem Beginn der Zählung, d. h. mit dem ersten Zählimpuls, wird die Fernkennzeichnung des Teilnehmeranschlusses bewirkt.

Zu diesem Zweck wird beim I. Vorwähler (Abb. 1) eine zweite niederohmige Wicklung des R-Relais in

---

[1]) R. F ü h r e r, Probleme der Wähltechnik, FTZ 1 (1948), S. 103.
[2]) Zum Patent angemeldet.

den c-Ast gelegt. Sie steht beim Prüf- und Belegungsvorgang unter Fehlstrom (rd. 140 mA). Ein großer Hub sorgt für ausreichende Fehlstromsicherheit. Die etwa 7fache Stromverstärkung bei der Übertragung des

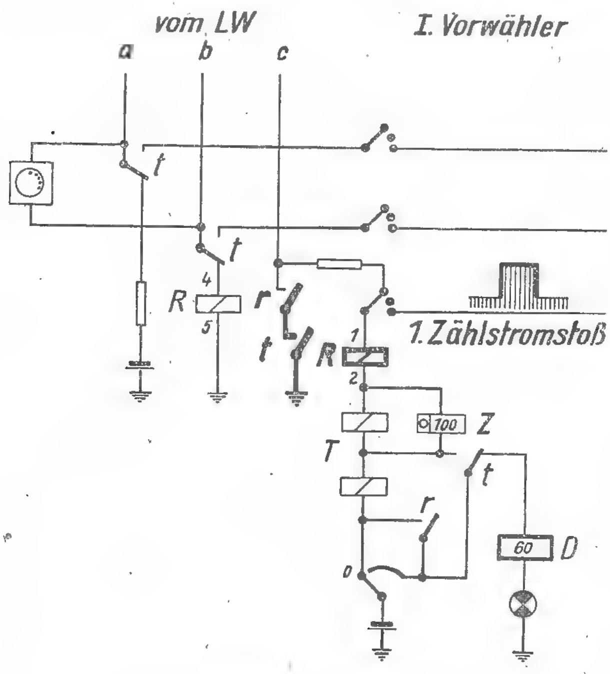


Abb. 1. Fernkennzeichnung im I. Vorwähler

ersten Zählstromstoßes (rd. 1000 mA) zu Beginn eines Selbstwählferngespräches bringt R zum Anzug. R legt unmittelbar Erde an den c-Ast in Richtung zum Leitungswähler und kennzeichnet damit den Teilnehmeranschluß als fernbesetzt. Einmal angezogen, hält sich R über den normalen Belegungsstrom des c-Astes.

Da das R-Relais in seiner Hauptaufgabe beim Abheben des Hörers kommt, muß vermieden werden, daß es sich über die Zweitwicklung im Zählstromkreis bindet. Die Zweitwicklung wird zu diesem Zweck gegensinnig eingeschaltet. Bei jeder Überschaltung von einer Wicklung zur anderen geht dann die Amperewindungszahl durch Null hindurch, so daß der Anker mit Sicherheit abgedrückt wird. Die Fernkennzeichnung des Anschlusses während der kurzen Zeitspanne der Ortszählung ist ohne Bedeutung.

Bei der Anrufsucherschaltung (Abb. 2) bleibt die Anrufschaltung des Teilnehmers unberührt. Im Anrufsucher ist ein Hilfsrelais (F) notwendig, das in den Stromkreis der Zählader eingeschleift oder hochohmig gegen Erde angeschaltet wird. Der erste Zählimpuls bei Beginn des Selbstwählferngesprächs erregt das Hilfsrelais, das an das Prüfkontaktsegment der Anrufschaltung unmittelbar Erde legt und so den Teilnehmeranschluß im LW als fernbesetzt kennzeichnet. Das Hilfsrelais bindet sich örtlich über eine Zweitwicklung.

Im beschleunigten Fernverkehr sendet die vom Fernamt angesteuerte Zähleinrichtung beim Eintreffen des Beginnzeichens den ersten Zählimpuls aus. Wird die Gebühr nicht selbsttätig erfaßt, so gibt die Fernbeamtin mit oder vor der Durchschaltung ein Beginnzeichen auf die Leitung, das wie oben einen Zählimpuls und damit die Fernkennzeichnung veranlaßt.

In allen Fällen ist die Verbindung als Fernverbindung erst charakterisiert, wenn sie zum Erfolg geführt hat, d. h. wenn das gebührenpflichtige Gespräch seinen Anfang nimmt.

b) Fernkennzeichnung des Teilnehmeranschlusses in ankommender Richtung

Um in ankommender Richtung eine Aufschaltung auf einen im Fernverkehr sprechenden Anschluß zu verhindern, wird bei jeder Fernverbindung, gleichgültig, ob sie der Teilnehmer im Selbstwählferndienst oder das Fernamt aufgebaut hat, im ankommenden Amt selbsttätig ein Fernkennzeichen erzeugt. Dies geschieht dadurch, daß bei Ansteuerung des Ortsnetzes von auswärts das diesen Verkehrsfall kennzeichnende Schaltglied, d. i. die ankommende Übertragung, örtlich ein Fernkennzeichen abgibt, das im LW die Fernbelegung des gerufenen Anschlusses bewirkt.

Kennzeichen für eine Fernverbindung ist also die Ansteuerung des Ortsnetzes über eine ankommende Fernübertragung. Nur Verbindungen, die über dieses Eingangstor in das Gleichstromortsnetz münden, werden als Fernverbindungen mit Fernkennzeichen gewertet. Eine Ortsverbindung, die im Gleichstromortsnetz entspringt, kann dagegen kein Fernkennzeichen abgeben, es sei denn, daß sie vom Fernamt ausgeht.

Ein besonderer Vorzug der Lösung liegt darin, daß sie die Übertragung eines Fernkennzeichens über die Fernleitung entbehrlich macht. Damit entfallen alle Schwierigkeiten, vor oder unmittelbar nach der Num-

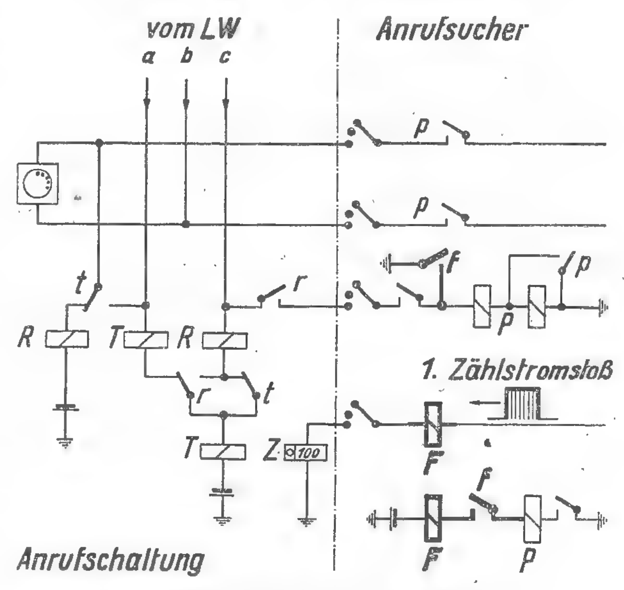


Abb. 2. Fernkennzeichnung im Anrufsucher

mernwahl ein besonderes Schaltkennzeichen einzufügen. Die Freiwahlzeit wird nicht eingeengt, besondere Abzähl- und Zeitmeßeinrichtungen in den Übertragungen erübrigen sich.

Wie im abgehenden Verkehr ist das Fernkennzeichen auch in ankommender Richtung ein rein örtliches Schaltkennzeichen, zu dessen Bildung genügend Varianten im Gleichstromortsnetz zur Verfügung stehen.

3. Aufschaltung des Fernamtes

Durch die Fernkennzeichnung wird die Fernamtsansage auf ortsbesetzte Anschlüsse beschränkt. Fernverbindungen im handvermittelten Verkehr und im

Selbstwählferndienst bleiben unberührt. Eine wesentliche Bedingung einer vollkommenen Fernamtsansage ist damit erfüllt.
Als zweite, nicht minder schwierige Aufgabe bleibt die Frage der Zugänglichkeit zu lösen. Die Fernamtsansage darf nur vom Fernamt angewandt werden, das sich ihrer sowohl bei Verbindungen im Ortsnetz als auch bei Fernwahlverbindungen bedienen soll. Eine Aufschaltung durch den anrufenden Teilnehmer muß dagegen in beiden Fällen verhindert werden.
Die Fernamtsansage wird durch einen einfachen oder doppelten Nachimpuls eingeleitet, der im Ortsbesetztfall den Leitungswähler in die Aufschaltestellung befördert, sofern er durch das Fernkennzeichen dazu vorbereitet war. Im Ortsverkehr ist nur das Fernamt in der Lage, ein Fernkennzeichen abzugeben. Ein Mißbrauch ist daher ausgeschlossen.
Im Fernwählverkehr entsteht das örtliche Fernkennzeichen selbsttätig in der ankommenden Übertragung, so daß es nicht mehr zur Unterscheidung einer vom Teilnehmer oder vom Fernamt aufgebauten Fernverbindung herangezogen werden kann. Jetzt wird zur Unterbindung der Aufschaltung im Selbstwählferndienst das Einleitezeichen der Fernamtsansage, der Nachimpuls, unterdrückt. Zu diesem Zweck wird das Wahlendezeichen ausgenützt, das in neueren Systemen für mannigfaltige Vorgänge zwingend gefordert wird. Das Zeichen, das der Leitungswähler nach Beendigung der Nummernwahl zurückgibt, sperrt in der Zählübertragung der Selbstwählfernverbindung die weitere Impulsgabe oder veranlaßt die Besetztrückauslösung.

Abb. 3 zeigt die Vorgänge in schematischer Darstellung.

4. Aufschaltung des Teilnehmers im Selbstwählferndienst

Das Verfahren läßt sich noch weiter ausbauen, indem auch dem Teilnehmer im Selbstwählferndienst eine Aufschaltung auf Ortsverbindungen gestattet wird. Eine derartige Lösung erscheint zwar augenblicklich völlig abwegig. Trotzdem sollte man sie im Hinblick auf die künftige Strukturwandlung des Ferndienstes einer vorausschauenden Prüfung unterziehen.

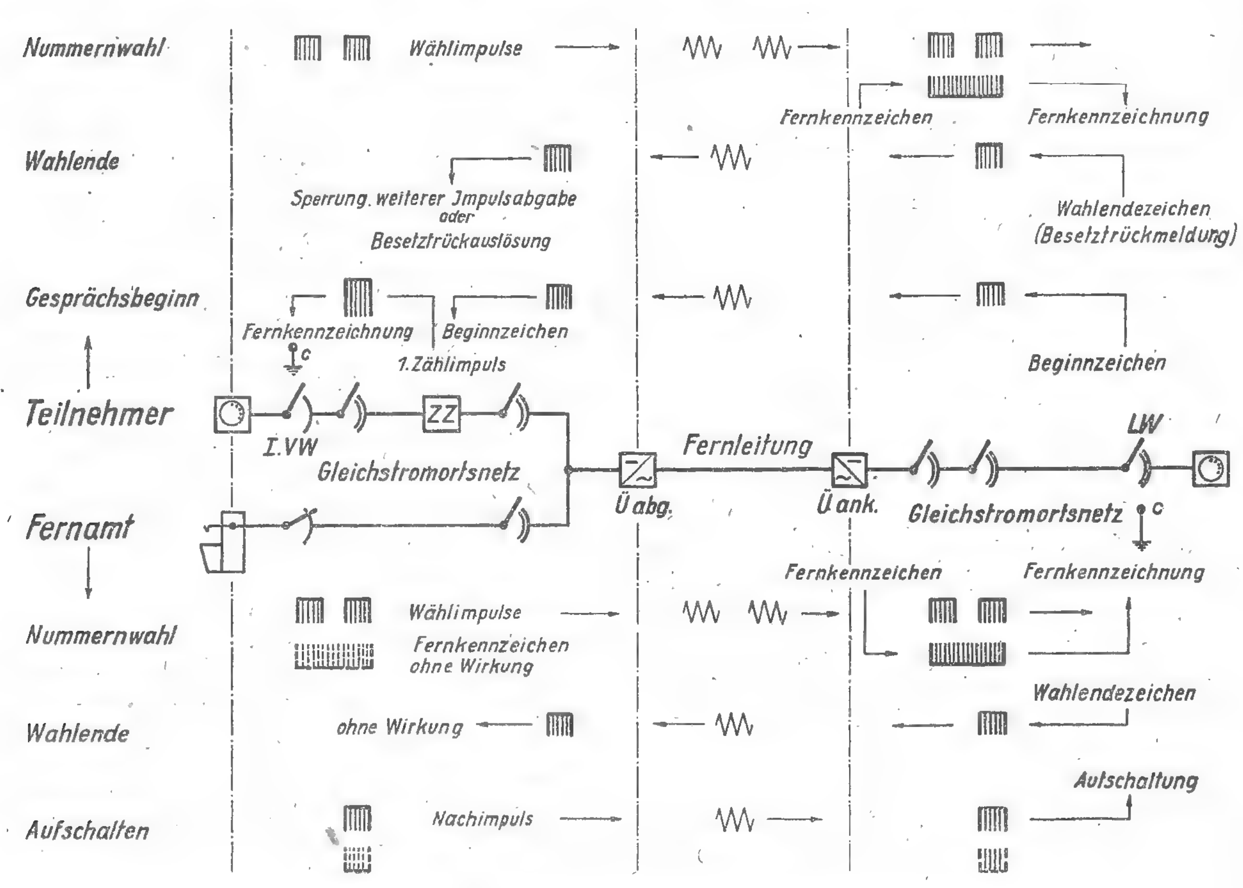


Abb. 3. Schematische Übersicht über die Schaltvorgänge der Fernamtsansage

Im Endausbau sind die technischen Einrichtungen für die Fernkennzeichnung und Aufschaltung im gesamten Netz geschaffen, um im handvermittelten Fernverkehr eine Fernamtsansage zu ermöglichen. Das Schwergewicht des Ferndienstes liegt aber gar nicht mehr beim Fernamt, sondern beim Teilnehmer. Folgerichtig wird man daher die Frage aufwerfen: Warum soll dem Teilnehmer, der künftig die Hauptlast der Vermittlungsarbeit trägt, das Recht der Aufschaltung vorenthalten werden? Erscheint es nicht sinnvoller, mit der Verlagerung der Verkehrsabwicklung auf den Teilnehmer diesem auch die hierfür geschaffenen Erleichterungen zu gewähren?
Es ist nicht verständlich, daß die Aufschaltung ein Vorrecht des immer mehr zurückgehenden handvermittelten Ferndienstes bleiben soll. Der gesamte dringende Verkehr, der in erster Linie auf die Aufschaltung angewiesen ist, wird damit für alle Zeiten handvermittelt werden müssen. Mit dem Charakter des dringenden Verkehrs ist es aber nicht zu vereinen.

daß gerade diese Gesprächsgattung von den Vorteilen des Selbstwählferndienstes, d. h. des beschleunigten Verbindungsaufbaues ohne Mittelsperson, ausgeschlossen wird.

Bedenken wegen einer Verletzung des Fernsprechgeheimnisses und einer anhaltenden Störung bei nicht sachgemäßer Aufschaltung dürften nicht bestehen, wenn die Einsprache nicht vom anrufenden Teilnehmer selbst, sondern durch ein Ansagegerät im LW vorgenommen und zeitlich begrenzt wird.

Technisch bereitet die Zulassung der Aufschaltung im Selbstwählferndienst nach dem beschriebenen Verfahren keine Schwierigkeiten und praktisch keine Kosten, da die im Endausbau ohnedies vorhandenen Einrichtungen nur einer geringfügigen Umschaltung bedürfen. Es werden im Gegenteil erhebliche Kosten dadurch gespart, daß die Fernplätze für die Abwicklung des dringenden Verkehrs und der hierfür erforderliche Personalaufwand wegfallen. Treten dauernd oder vorübergehend Unzuträglichkeiten auf, so kann die Aufschaltung im Selbstwählferndienst mit einfachsten Mitteln jederzeit wieder unterbunden werden.

Der Teilnehmer ist in der Lage, sich im Selbstwählferndienst der Aufschaltung zu bedienen, wenn die im Abschnitt 3 dargestellte Sperre einer weiteren Nummernwahl unwirksam bleibt. Jetzt hat das Wahlendezeichen oder die Besetztrückmeldung die Aufgabe, in der selbsttätigen Zähleinrichtung die Umschaltung auf dringende Gebühr so vorzubereiten, daß der erste Nachimpuls des Teilnehmers diese Umschaltung bewirkt.

Bedienungsmäßig spielt sich der Vorgang folgendermaßen ab. Der Teilnehmer findet einen fernen Anschluß besetzt. Falls er sich entschließt, die dringende Gebühr zu bezahlen, wählt er eine Ziffer (z. B. 1 oder 2) nach und vermag sich dadurch auf die bestehende Ortsverbindung aufzuschalten. Wird daraufhin das Ortsgespräch beendet, so daß die gewünschte Fernverbindung zustande kommt, so wird mit dem Beginnzeichen das Gespräch als dringendes Gespräch berechnet.

Eine Aufschaltung im Ortsverkehr ist nach wie vor nur dem Fernamt möglich, weil der Teilnehmer im Ortsnetz ein Fernkennzeichen nicht erzeugen, damit im LW die Aufschaltung nicht vorbereiten kann. Im Ferndienst und im Selbstwählferndienst sind dagegen Fernamt und Teilnehmer gleichberechtigt. Ein Eingriff in Ferngespräche ist durch die Fernkennzeichnung unterbunden.

5. Wirtschaftliche Erwägungen

Das geschilderte Verfahren der Aufschaltung mit Fernkennzeichnung schafft klare Verhältnisse im Orts- und Ferndienst. Gegenüber den großen betrieblichen Vorteilen, die in der selbsttätigen Beschränkung der Aufschaltung auf reine Ortsverbindungen und in dem Wegfall lästiger Betriebsmaßnahmen bei Sammelanschlüssen liegen, fallen die Mehrkosten, die die Fernkennzeichnung mit sich bringt, nicht ins Gewicht.
Für die Fernkennzeichnung im abgehenden Verkehr entstehen kaum nennenswerte Kosten. Man wird die Abänderung auf die neue Fertigung beschränken und alte I. VW nur in Einzelfällen umbauen, wenn es sich um Vielsprecher im Selbstwählferndienst handelt. Im ankommenden Verkehr sind die neuen LW mit einem Fernkennzeichenrelais und einem niederohmigen Prüfrelais für Besetztprüfung und Aufschaltung auszurüsten. Der OFLW 29 enthält bereits diese Relais, so daß die Wiedereinführung der Fernamtsansage in neuzeitlicher Form keine Schwierigkeiten bereitet. Bei LW 29 wird man sich dagegen mit einer Behelfslösung begnügen müssen. Auf ein Wahlendezeichen kann so lange verzichtet werden, als noch kein Selbstwählferndienst besteht. Auch dann ist das Wahlendezeichen entbehrlich, wenn die Fernamtsansage übergangsweise auf die vom Fernamt gleichstrommäßig angesteuerten Vermittlungsstellen beschränkt bleibt.
Die Fernamtsansage wird noch viele Jahre ein wichtiges Mittel darstellen, um die unhaltbaren Betriebszustände der Gegenwart zu überwinden. Der Betrieb wird mit um so größerem Erfolg von ihr Gebrauch machen, je einfacher und vollkommener ihre Anwendung sein wird. Auch von diesem Gesichtspunkt aus ist der Kostenaufwand zu betrachten. Mehrkosten, die eine hochwertige Technik zwangsläufig erfordert, werden in kurzer Zeit durch die Einnahmeerhöhung als Folge einer flüssigen Betriebsabwicklung ausgeglichen sein.
Endlich ist für die wirtschaftliche Beurteilung eines Verfahrens seine Ausbaufähigkeit in ferner Zukunft von nicht zu unterschätzender Bedeutung. In dieser Hinsicht bietet die vorgeschlagene Lösung vorteilhafte Entwicklungsmöglichkeiten.
Der außerordentliche, durch die Kriegsfolgen bedingte Neubedarf, der durch die Überbeanspruchung der erhalten gebliebenen Einrichtungen in wenigen Jahren eine neuerliche Ausweitung erfahren wird, gestattet mit der Systemerneuerung zugleich eine entscheidende Systemverbesserung mühelos vorzunehmen. Der Zeitpunkt für die Einführung einer vollkommenen Technik der Fernamtsansage zusammen mit anderen Betriebsverbesserungen ist daher ein einmaliger, den es zu nützen heißt.

Zeitschriftenlese

Der Fernsprechdienst in USA

Bell System
In Jowa (USA.) ist am 29. Juni 1948 der dreißigmillionste Bell Fernsprechanschluß eingerichtet worden. Die ersten zehn Millionen Bell-Anschlüsse wurden in 45 Jahren, die zweiten zehn Millionen in 20 Jahren, die dritten in weiteren 6 Jahren erreicht. In den technischen Einrichtungen sind 8 Milliarden Dollars investiert. Täglich werden mehr als 125 Millionen Gespräche geführt.

Die American Telephone and Telegraph Company
wickelte 1947 500 000 Überseegespräche ab im Vergleich zu 1942 mit 110 000 und 1937 mit 50 000. Die Güte der Verbindungen ist verbessert worden. Mehr als 70 fremde Länder können von Nordamerika aus durch den Fernsprecher erreicht werden.
(Journ. d. Téléc. 7/1948) Gre.

New York City
besaß Ende Dezember 1947 4 Millionen Fernsprechanschlüsse, das sind mehr als ganz Südamerika, Asien und Afrika zusammengenommen.
(Journ. d. Téléc. 5/1948) Gre.

Fernsynchronisierung mit Normalfrequenz

(Mitteilung aus dem Laboratorium der Fa. Rohde & Schwarz)

Von **L. Rohde** und **R. Leonhardt**, München

Mit 11 Abbildungen

DK 621.316.726

Auf vielen Gebieten der Schwachstrom- und Starkstromtechnik bestehen hohe Ansprüche an die Genauigkeit der von den Generatoren erzeugten Frequenzen; dies gilt insbesondere für die Trägerfrequenztechnik, die drahtlosen Sender und die öffentlichen Kraftwerke. Es ist dabei nicht immer erforderlich, daß die erzeugten Frequenzen absolut genau auf ihrem Sollwert liegen, sondern es genügt, wenn nur die verschiedenen, meist räumlich weit auseinanderliegenden Generatoren genau dieselbe Frequenz haben. Dies gilt z. B. für die Sender der Trägerfrequenzsysteme (und andere Einseitenband-Übertragungen), bei denen durch Abweichungen der zur Transponierung auf der Sende- und Empfangsseite verwendeten Träger beim Empfänger das Sprachfrequenzband in seiner Tonhöhe verschoben wird; beim Gleichwellen- und Gemeinschaftswellenbetrieb von Rundfunksendern ergeben sich stark störende Differenzfrequenzen, wenn sich die Sender nicht völlig im Gleichlauf befinden. Ähnlich liegen die Bedingungen bei den meisten anderen auf Gleichlauf angewiesenen Verfahren (Bildübertragung u. ä.). Ein Beispiel aus der Starkstromtechnik ist das Parallelschalten von Kraftwerken.

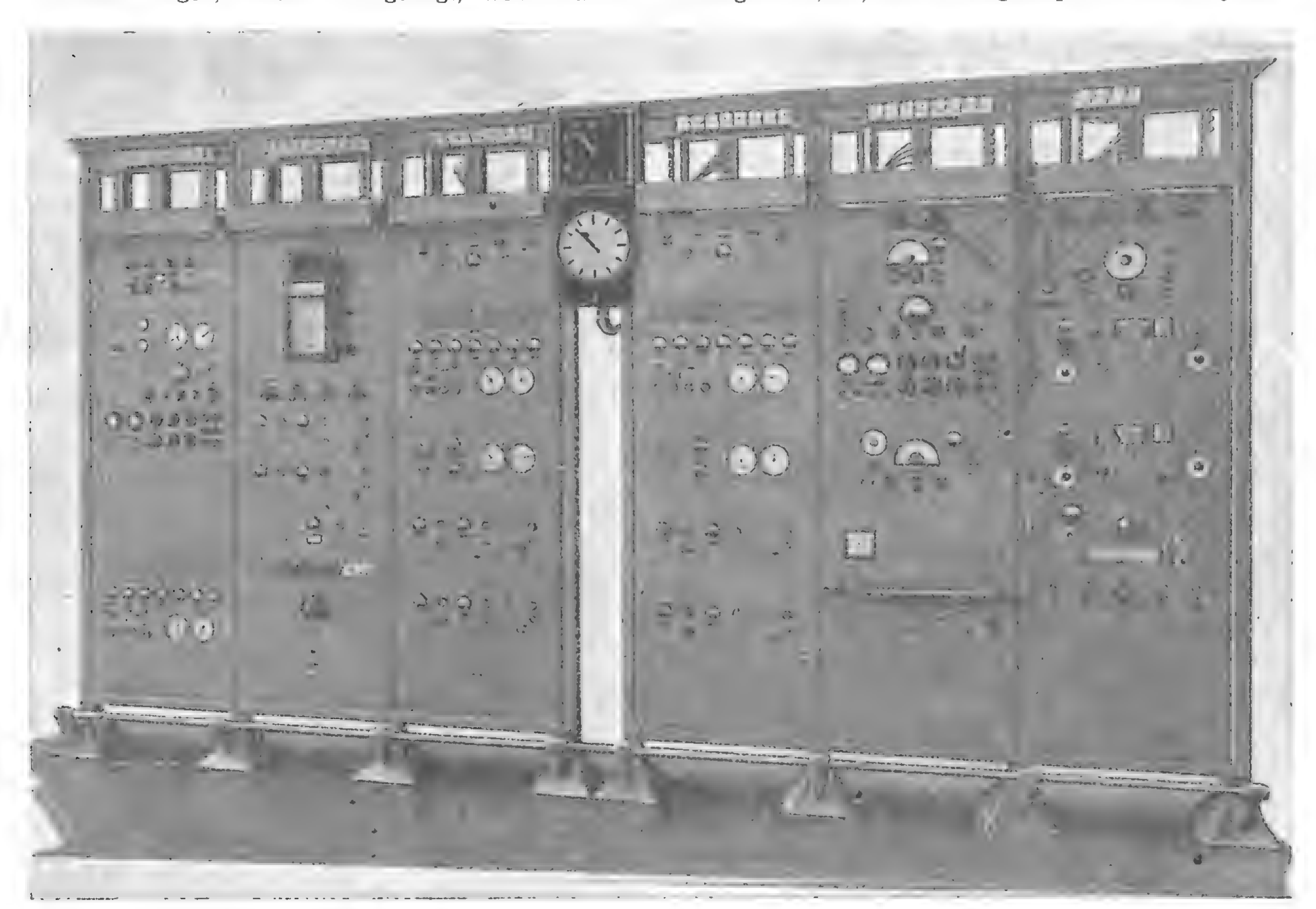


Abb. 1. Anlage zur Erzeugung und Überwachung von Normalfrequenzen höchster Genauigkeit

Gelingt es mit dem zulässigen Aufwand nicht, die Frequenzabweichung der Generatoren an den beiden Enden des Übertragungswegs so klein zu halten, daß ein ausreichender Gleichlauf vorhanden ist, so ist es nötig, eine Bezugsfrequenz mit zu übertragen, nach der der zweite Sender selbsttätig auf den richtigen Wert geregelt wird. Im folgenden wird der Vorschlag diskutiert, diese Bezugsfrequenz nicht in jedem Fall getrennt zu übertragen, sondern eine einzige hierfür verwendbare Normalfrequenz in einem weiten Gebiet derart zu verteilen, daß man sich an jeder Stelle mit geringem Aufwand an diese anschließen kann.

Da nur ein einmaliger Aufwand für die Erzeugung dieser Normalfrequenz nötig ist, wird man natürlich deren Absolutgenauigkeit und Konstanz auf den höchstmöglichen technischen Stand bringen. Damit kann diese auch als Normal für Frequenz- und Zeitmessungen aller Art Verwendung finden, insbesondere wenn nach einem später besprochenen Verfahren noch gleichzeitig Zeitmarken mit übertragen werden. Die Höhe der verwendeten Frequenz richtet sich nach der Anwendung und nach dem Übertragungsweg. Soll die Verteilung über Kabel erfolgen, so kommt natürlich

nur eine Tonfrequenz (z. B. 1 kHz) in Frage. Die Verwendung von drahtlos verteilten Hochfrequenzen leidet unter der Störanfälligkeit und dem Mangel an geeigneten freien Wellenlängen. Die verwendbaren Trägerfrequenzen von Rundfunksendern sind nicht dauernd zu empfangen (Sendezeit beschränkt, Reichweite von der Tageszeit abhängig); der Übergang zu den praktisch benötigten Frequenzen, die vielfach in

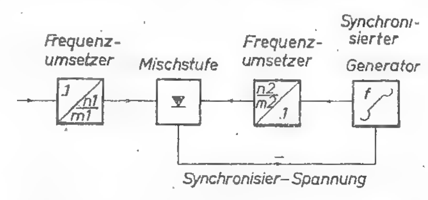


Abb. 2. Anordnung zur Synchronisierung eines Senders, der ein ganzzahlig gebrochenes Vielfaches der Normalfrequenz erzeugt

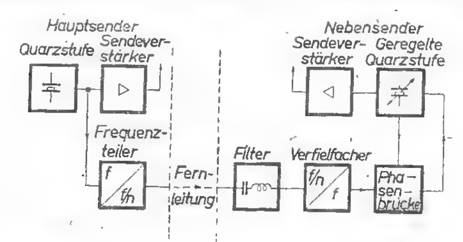


Abb. 3. Gleichwellensteuerverfahren nach L o r e n z, mit Muttersender, Frequenzteiler und synchronisiertem Tochtersender

Niederfrequenzgebieten liegen, erfordert sehr hohe Frequenzteilung.

Eine Anlage, in der eine solche Normalfrequenz höchster Genauigkeit erzeugt und überwacht wird, zeigt Abb. 1.

Synchronisierung

Es erscheint naheliegend, die übertragene Normalfrequenz unmittelbar zu verwenden (z. B. als Trägerfrequenz eines Gleichwellensenders), gegebenenfalls nach entsprechender Vervielfachung oder Teilung. Diesem Verfahren haften jedoch zahlreiche Nachteile an: Bei Ausfall der Übertragung wird der Betrieb unterbrochen. Die auf dem Übertragungsweg infolge von Schaltvorgängen dazu kommenden Störspannungen verursachen Phasenschwankungen, die sich in einem ständigen Pendeln der Frequenz äußern. Benachbarte stationäre Störfrequenzen, wie sie z. B. bei hoher Vervielfachung auftreten, müssen sehr sorgfältig ausgesiebt werden. Diese Schwierigkeiten haben dazu geführt, daß bei den bekannten Verfahren von der direkten Verwendung einer fernübertragenen Vergleichsfrequenz abgesehen wird.

Die genannten Schwierigkeiten lassen sich weitgehend vermeiden, wenn die Normalfrequenz nur zur Überwachung und Regulierung (Synchronisierung) der Frequenz eines selbständigen Generators verwendet wird. Auch bei selbsttätiger Synchronisierung läßt sich durch geeignete Anordnung erreichen, daß der Generator nach Wegfall der Normalfrequenz mit der zuletzt eingeregelten Frequenz weiterläuft, wobei dann natürlich seine eigenen Schwankungen voll zur Auswirkung kommen. Die durch Störspannungen hervorgerufenen Phasenschwankungen, die im allgemeinen nur sehr kurz andauern, werden durch eine entsprechend bemessene Verzögerung der Regelung weitgehend unwirksam gemacht, wodurch die erzeugte Frequenz stets dem Mittelwert der ankommenden Normalfrequenz entspricht. Da die Regler nur auf die im allgemeinen sehr geringen Frequenzdifferenzen gegen die Normalfrequenz ansprechen, werden auch stationäre Störfrequenzen völlig unterdrückt; damit ergeben sich sehr geringe Anforderungen an die Siebmittel in Frequenz-Vervielfacher und -Teilerschaltung. Reine Mitnahmeschaltungen erfüllen die eben aufgestellten Bedingungen nur unvollkommen und werden daher im folgenden nicht behandelt.

Frequenzverhältnis zwischen Normalfrequenz (f_n) und Generatorfrequenz (f)

Zur Durchführung der Synchronisierung wird f_n mit f verglichen und hieraus eine Regelgröße abgeleitet, durch die die Frequenz des Generators gesteuert wird. Im allgemeinen wird die gewünschte Frequenz nicht mit der übertragenen Normalfrequenz übereinstimmen. Stehen sie jedoch in einem ganzzahligen Verhältnis zueinander, so läßt sich durch getrenntes Vervielfachen und Teilen der beiden Frequenzen stets aus beiden eine gemeinsame dritte Frequenz ableiten. Auf dieser dritten Frequenz findet dann der Vergleich und die Ableitung der Regelgröße statt. Dies ist in Abb. 2 schematisch dargestellt. Eine Synchronisierung ist also immer möglich, wenn

$$f_n \cdot \frac{n_1}{m_1} = f \frac{n_2}{m_2}$$

ist. Beispielsweise wird für die Werte $n_1 = 4$, $m_1 = 1$, $n_2 = 5$, $m_2 = 1$ der Vergleich bei 4000 Hz ausgeführt und so die Frequenz f = 800 Hz mit der Normalfrequenz f_n = 1000 Hz synchronisiert. Will man ebenso f = 900 Hz regeln, so ist $n_1 = 3$, $m_1 = 5$, $n_2 = 2$ und $m_2 = 3$ zu wählen usw.

Synchronisierverfahren

Man kann die möglichen Synchronisierverfahren nach der Art der Gewinnung der Regelgröße in zwei Gruppen einteilen.

A. Vergleich der Phasen der beiden Spannungen und Regelung auf konstante Differenz.

B. Vergleich der Frequenz und Regelung auf die Frequenzdifferenz 0.

Das Verfahren A wird heute vorwiegend bei Gleichwellensendern angewandt. Eine vom Muttersender durch Frequenzteilung in einem ganzzahligen Verhältnis gewonnene Tonfrequenz (meist zwischen 1500 und 2000 Hz) wird über Kabel dem Tochtersender zugeführt und um den Betrag der vorgenommenen Teilung vervielfacht (Abb. 3). Beim Lorenzsystem wird diese wieder vervielfachte Frequenz mit der des Tochtersenders in einer phasenabhängigen Brückenschaltung verglichen. Nur bei einer bestimmten Phasenlage zwischen beiden Frequenzen ist die Ausgangsspannung der Brücke 0, während sie sonst je nach Richtung der Phasenverschiebung eine negative oder positive Spannung abgibt. Diese wird einem richtkraftfreien Drehspulsystem zugeführt, das mit einem die Quarzfrequenz beeinflussenden Drehkondensator gekuppelt ist, durch den auftretende Abweichungen der Phasen rückgängig gemacht werden. Beim entsprechenden Telefunkensystem tritt eine Frequenzänderung um einen festen Betrag ein, wenn die Phasenabweichung einen festgelegten Betrag überschreitet. Die schon obengenannten Phasenschwankungen auf dem Übertragungsweg der Steuerfrequenz machen es nötig, die Regler sehr stark zu dämpfen und mit großen Regelzeiten zu versehen, wenn ein dauerndes Pendeln der Frequenz vermieden werden

soll. Diese Störungen sind erfahrungsgemäß häufig so stark, daß man es vorgezogen hat, die selbsttätige Regelung während des Betriebs auszuschalten und nur während der Sendepausen eine Nachregelung durchzuführen. So werden die zu erwartenden Gleichlaufgenauigkeiten stark beeinträchtigt und es ergeben sich Frequenzdifferenzen zwischen 10^{-8} und 10^{-9}. Als Nachteil der Regelung auf Grund der Phasenlage ist anzuführen, daß Phasenschwankungen von über

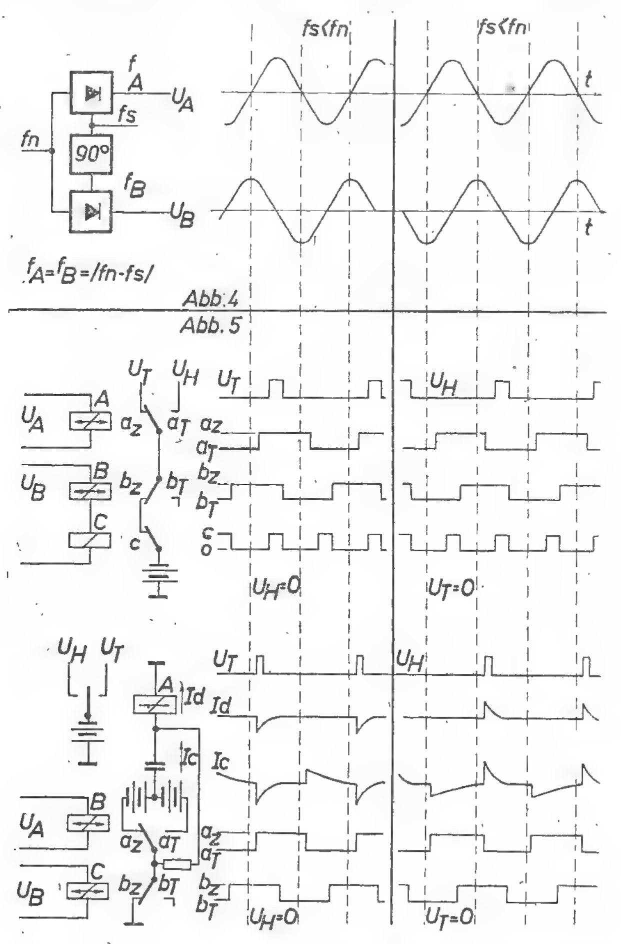


Abb. 4. Verfahren zur Bildung zweier Spannungen mit der Differenzfrequenz der zugeführten Spannungen, aus deren gegenseitiger Phasenlage man auf die Lage der zugeführten Hochfrequenzen schließen kann

Abb. 5. Zwei Schaltungen zur Umformung der nach Abb. 3 gewonnenen Spannungen U_A bzw. U_B in Steuerimpulse U_T bzw. U_H, die je nach der Lage der beiden Hochfrequenzen an verschiedenen Ausgängen auftreten

$\pi/2$ zum Außertrittfallen der Regelung führen, wobei wegen der notwendigen großen Regelzeitkonstanten ein selbsttätiges Intrittfallen ebenso wie bei der Inbetriebsetzung nicht erfolgt. Es muß dann von Hand nachgestellt werden.

Es wurden Schaltungen entwickelt, bei denen entsprechend dem Verfahren B ein Vergleich der beiden Frequenzen stattfindet. Voraussetzung für eine eindeutige Regelung ist die Bestimmung des Vorzeichens der Differenz der beiden Frequenzen. Aus der in üblicher Weise gewonnenen Differenzfrequenz ist jedoch nicht zu erkennen, welche Frequenz die höhere ist. Dies gelingt, wenn man entsprechend Abb. 4 die Differenzfrequenzbildung zweimal durchführt, wobei die eine der Hochfrequenzen den beiden Mischstufen mit verschiedenen Phasenlagen (z. B. 90° verdreht) zugeführt wird. Die in beiden Mischstufen gebildeten Differenzfrequenzen besitzen dann dieselbe Phasenverschiebung gegeneinander, unabhängig von der Größe der Differenzfrequenz. Wie in der Abbildung dargestellt, eilt jedoch U_B vor, wenn $f_s > f_n$ und nach, wenn $f_s < f_n$ ist. Hieraus läßt sich eindeutig auf die Lage der beiden Frequenzen gegeneinander schließen.

Zwei Anordnungen, in denen aus diesen beiden Differenzfrequenzen Steuerimpulse in zwei verschiedenen Zweigen abgeleitet werden, je nachdem, welche Frequenz die höhere ist, zeigt Abb. 5. Sie beruhen im wesentlichen auf dem durch gepolte Relais beobachteten Kriterium, ob z. B. beim Nulldurchgang von U_B in negativer Richtung die Spannung U_A ein positives oder negatives Maximum aufweist. Hierin unterscheiden sich nämlich die beiden Fälle gemäß Abb. 4. Das Relais C bzw. der Kondensator in der zweiten Schaltung dienen dazu, nur diesen jeweils

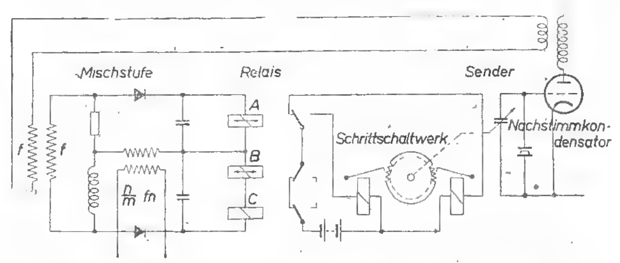


Abb. 6. Schaltung zur Synchronisierung eines quarzgesteuerten Senders mit Normalfrequenz unter Verwendung der in Abb. 3 und 4 dargestellten Verfahren

eindeutigen Fall zur Wirkung kommen zu lassen. Diese beiden Anordnungen erzeugen also zum Betrieb einer Frequenzregeleinrichtung verwendbare Steuerimpulse, deren Häufigkeit der Höhe der Differenzfrequenz entspricht, wobei je nach der Lage der beiden Frequenzen zueinander die Steuerimpulse in zwei verschiedenen Kanälen auftreten.

Eine vollständige Schaltung zur Synchronisierung eines quarzgesteuerten Senders nach diesem Verfahren zeigt Abb. 6. Man erkennt die beiden mit verschiedener Phase gesteuerten Mischstufen und die Relais-Anordnungen zur Erzeugung der Steuerimpulse. Diese werden einem Schrittschaltwerk zugeführt, das durch zwei Magnete in beiden Richtungen gedreht werden kann. Mit ihm ist ein Kondensator gekoppelt, durch den die Frequenz der Quarzstufe im richtigen Sinne so geändert wird, bis Gleichlauf eingetreten ist. Die zur Steuerung verwendete Normalfrequenz wird im allgemeinen Fall nicht unmittelbar, sondern erst nach entsprechender Vervielfachung und Teilung der Schaltung zugeführt. Die mit einer solchen Anordnung erreichte Gleichlaufgenauigkeit hängt ab von der Kurzzeitkonstanz der Quarzstufe und der gewünschten Einstellgeschwindigkeit. Die im allgemeinen auftretenden größten Abweichungen von der Sollfrequenz sind identisch mit dem Betrag der Frequenzverstimmung durch einen Schritt des Nachstimmkondensators. Dies gilt allerdings nur, wenn die kurzzeitigen Schwankungen der unbeeinflußten Quarzfrequenz kleiner sind als die Schrittverstimmungen. Es hat also keinen Sinn, letztere kleiner zu machen als die normalerweise zu erwartenden unsystematischen Schwankungen der Quarzfrequenz. Die Erfahrung zeigt, daß es bei Hochfrequenzen des Rundfunkbereichs ohne großen Aufwand gelingt, diese unter $1 \cdot 10^{-8}$

zu halten. Demgemäß wird man bei hohen Ansprüchen an die Regelgenauigkeit Schritte in dieser Größe (0,01 Hz) vorsehen. Die Regelung arbeitet nun so, daß jeweils bei einer bestimmten Phase der Differenz-

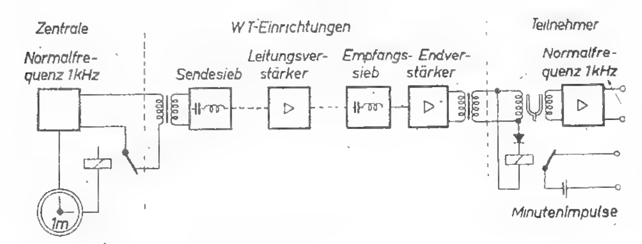


Abb. 7. Anordnung zur Fernübertragung der Normalfrequenz 1000 Hz und eines Minuten-Zeitzeichens über den Kanal mit der Nennfrequenz 1020 Hz der bekannten Wechselstromtelegrafie-Einrichtungen

frequenzen eine Verstellung um einen Schritt erfolgt. Die Frequenzdifferenz wird dann im allgemeinen ihre Richtung umdrehen, worauf nach Ablauf einer halben Periode der Differenzfrequenz etwa nach dem Zeitraum der reziproken Schrittverstimmung (z. B. 100 sec) eine Regelung um den gleichen Betrag im entgegengesetzten Sinn erfolgt. Liegen z. B. nach dem Einschalten oder nach Betriebsstörungen größere Frequenzabweichungen vor, so erfolgen zunächst entsprechend der höheren Differenzfrequenz in kurzen Abständen Nachstimmungen so lange in einem Sinn, bis die Differenz unter den Schrittbetrag gesunken ist. Hierbei erfolgt die Nachstimmung in immer größeren Zeitabständen und die Frequenzabweichung verläuft nach einer Exponentialfunktion mit einer Zeitkonstante, die gleich dem reziproken der Schrittverstimmung ist (in obigem Beispiel also 100 sec). Die Schrittverstimmung ist damit also auch maßgeblich für die Geschwindigkeit des Ausgleichs größerer Frequenzabweichungen und sollte aus diesem Grund nicht allzu klein gewählt werden.

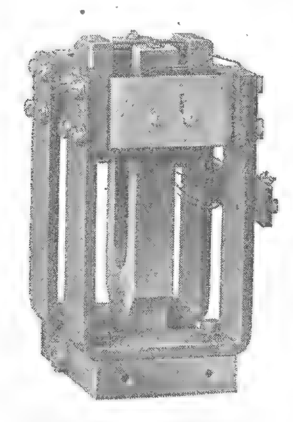


Abb. 8. Stimmgabelfilter mit 0,1 Hz Bandbreite bei 1 kHz zur Beseitigung der durch Störspannungen verursachten Phasenschwankungen

Aus dem Vorstehenden erkennt man, daß im Gegensatz zum Verfahren A die Größe der selbsttätig auf Null regulierten Frequenzabweichung nicht eng begrenzt ist. Sie ist im allgemeinen gegeben durch die Schaltgeschwindigkeit des Nachstellwerks; es lassen sich aber leicht Frequenzabweichungen von einigen 10 Hz noch bewältigen. Die Tatsache, daß der Regler jeweils erst nach Ablauf einer Phasendrehung von wenigstens π anspricht, ist sehr erwünscht. Damit werden nämlich die bei der Fernübertragung der Normalfrequenz stets auftretenden Phasenpendelungen unwirksam gemacht, solange sie diesen Betrag nicht überschreiten. Die später dargestellten Versuche zeigen, daß dies auch bei der Steuerung im Rundfunkbereich nur selten der Fall ist.

Man könnte natürlich auch die beiden nach dem oben geschilderten Verfahren gewonnenen phasenverschobenen Differenzfrequenzen unmittelbar einem Zweiphasen-Motor zuführen, der dann die gewünschte Nachstimmung im richtigen Sinn kontinuierlich durchführt. Damit wird auch eine feste Phasenbeziehung zwischen den beiden Frequenzen aufrechterhalten, was jedoch wegen der Phasenschwankungen auf dem Übertragungsweg nur von zweifelhaftem Vorteil ist, da dann wieder Vorkehrungen zur Dämpfung der Phasenpendlung nötig werden.

Mit dem dargestellten Verfahren lassen sich auch große Abweichungen der erzeugten Frequenz ohne weiteres ausgleichen. Die Grenzen sind nur durch den Ziehbereich des Generators gegeben. Da es nur erforderlich ist, daß die Eigenschwankungen etwa über einige Minuten innerhalb des gewünschten Frequenzfehlers liegen, kann man sich in allen Fällen die Anwendung von Thermostaten für den gesteuerten Sender ohne Einbuße an Gleichlaufgenauigkeit ersparen. Es genügt, durch thermische Abschirmung dafür zu sorgen, daß die durch Temperaturänderungen hervorgerufenen Verstimmungen entsprechend langsam erfolgen. Dadurch wird der Aufbau wesentlich vereinfacht.

Durchführung der Normalfrequenzverteilung

Bei den bisher eingerichteten Anlagen zur Verteilung von Normalfrequenz und zur Übertragung der Steuerfrequenz zwischen Gleichwellensendern wurde jeweils eine eigene Leitung hierfür vorgesehen. Bei einem weit verzweigten Netz würden sich hierdurch erhebliche Kosten ergeben. Da aber nur eine einzige absolut konstante Frequenz und damit sozusagen nur ein unendlich schmales Frequenzband übertragen werden muß, kann die Leitung noch für Übertragungen anderer Art gleichzeitig ausgenutzt werden. Besonders günstig erscheint hier der Vorschlag, einen Kanal der in allen Kabelnetzen vorgesehenen Trägerfrequenztelegraphie- (WT-) Systeme zu verwenden. Da im allgemeinen bis zu 18 WT-Kanäle auf einer Leitung liegen, ist sozusagen nur $^1/_{18}$ einer Fernleitung für die Normalfrequenzübertragung erforderlich.

Für die Übertragung der vorgesehenen Normalfrequenz von 1 kHz steht der Kanal mit der Nennfrequenz 1020 Hz (Durchlaßbereich etwa 980—1060 Hz) zur Verfügung. Die Kanalfrequenzen sind international einheitlich, so daß der Fernübertragung auf diesem Weg hierdurch keine Grenzen gesetzt sind. Die Betriebssicherheit bei der Verwendung eines WT-Kanals sind sehr hoch, da die Einrichtungen sorgfältig überwacht werden und Ersatzleitungen stets zur Verfügung stehen. Der Aufbau einer Verbindung dieser Art ist in Abb. 7 schematisch dargestellt. Am Leitungseingang wird an Stelle der für die Telegraphie vorgesehenen Trägerfrequenz die Normalfrequenz dem Sendesieb zugeführt. Über die Fernleitung und die eingeschalteten Verstärker läuft sie gemeinsam mit dem tonfrequenten Telegraphiezeichen. Am Leitungsende wird sie über das Empfangssieb (Bandbreite etwa 60 Hz) wieder abgenommen und durch einen Endverstärker auf den für die Ortsleitung üblichen Pegel gebracht. Aus den später noch erörterten Gründen wird auf der Empfangsseite noch ein sehr schmales Stimmgabelfilter — Bandbreite etwa 0,1 Hz — (Abb. 8) vorgeschaltet, hinter dem dann die Normalfrequenz für die Synchronisierung abgenommen wird. Es ist ohne weiteres möglich, die Normalfrequenz in Zwischenämtern über entsprechende Siebe ebenfalls abzunehmen, oder sie auf weitere WT-Systeme durchzuschalten. Damit ist es unter Verwendung der bereits bestehenden WT-Linien ohne

nennenswerte Abänderungen möglich, jeden Ort mit dieser Normalfrequenz zu versorgen.

Um das eben geschilderte Verfahren zu überprüfen, wurde in Zusammenarbeit mit dem Post- und Fern-

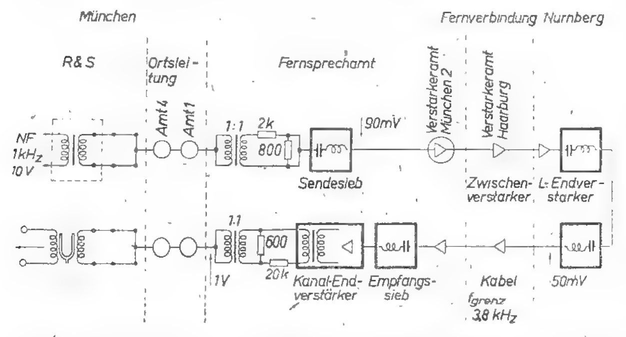


Abb. 9. Versuchsschaltung München—Nürnberg—München zur Untersuchung der Störungen bei der Übertragung einer Normalfrequenz über einen WT-Kanal

meldetechnischen Zentralamt München eine Schleife über den WT-Kanal 1020 Hz von München nach Nürnberg und zurück geschaltet. Die Anordnung ist schematisch in Abb. 9 dargestellt. Es wurden an dieser Versuchsstrecke über längere Zeit die auftretenden Laufzeitschwankungen, die für die Verwendbarkeit von entscheidender Bedeutung sind, registriert. Hierzu wurde die Phase der Eingangsspannung und der Ausgangsspannung der Schleife mit einer Phasenmeßeinrichtung nach entsprechender Vervielfachung verglichen und mit einem Tintenschreiber aufgezeichnet. Die Empfindlichkeit der Anordnung war hierbei so gewählt, daß Laufzeitschwankungen von 0,2 µsec deutlich sichtbar werden. Der Verlauf der so gewonnenen Kurven ergibt etwa folgendes Bild: Es treten langsame Laufzeitänderungen ein, die, wie unten näher ausgeführt, durch Temperaturänderungen verursacht sind und die sich innerhalb des Bereiches von 100 µsec bewegen. Diesen sind je nach Tageszeit rasche Schwankungen überlagert, die von Störspannungen herrühren und die nur sehr selten Werte von 1 µsec erreichen. Eine nähere Untersuchung ergibt folgendes: Die langsamen Änderungen rühren vor allem von der Temperaturabhängigkeit des Stimmgabelfilters her. Obwohl der Temperaturkoeffizient nur $5 \cdot 10^{-6}/^0C$ beträgt, hat dieser bei der außerordentlich kleinen Bandbreite schon Laufzeitänderungen in der Gegend von 10 µsec/^{0}C zur Folge. In derselben Größenordnung liegen auch die Einflüsse durch Temperaturänderungen an den WT-Siebketten, während die Laufzeitschwankungen im Kabel dagegen eine wesentlich geringere Rolle spielen. Alle diese Temperatureffekte sind jedoch für die Genauigkeit der Frequenz kaum störend. Die Frequenzabweichung errechnet sich nämlich zu $\frac{\Delta f}{f} = \frac{\Delta \tau}{t}$.

Damit ergibt sich z. B. bei einer Laufzeitänderung von $\Delta\tau = 1$ µsec in $t = 100$ sec erst eine Frequenzabweichung von $1 \cdot 10^{-8}$. Dieser Wert blieb bei der Registrierung meist wesentlich unterschritten, da alle Temperatureinflüsse sich nur sehr langsam auswirken.

Unangenehmer sind die schon mehrmals erwähnten ständigen Laufzeitpendlungen durch Störspannungen. Zu ihrer Unterdrückung dient das äußerst trennscharfe Stimmgabelfilter. Verursacht sind die Störspannungen durch Einschaltvorgänge, die in den Ortsleitungen durch das Übersprechen vor allem von Wählgeräuschen und in der WT-Leitung durch die Telegraphiezeichen der übrigen Kanäle entstehen. Die Theorie der Schaltvorgänge zeigt, daß bei jeder Ein- und Ausschaltung einer Gleich- oder Wechselspannung ein kontinuierliches Frequenzspektrum auftritt. Es fällt also stets auch ein Anteil hiervon in den Durchlaßbereich des am Ende eingeschalteten Filters, wobei sich dieser nur durch Verkleinerung des Durchlaßbereichs verringern läßt, wogegen hohe Dämpfungen im Sperrbereich (Siebketten) keinen Gewinn bringen. Solche schmalen Bandbreiten lassen sich bekanntlich im Tonfrequenzbereich am einfachsten mit mechanischen Resonatoren erreichen.

Die Störspannungen am Ausgang beim plötzlichen Anlegen einer Gleich- bzw. Wechselspannung an den Eingang des Stimmgabelfilters lassen sich leicht berechnen und messen. Im ersten Fall ist die maximale, im Schaltmoment auftretende Störspannung um die relative Bandbreite (etwa 10^{-4}) kleiner als die geschaltete Gleichspannung; selbst ein derartiger mit der Amplitude der NF auftretender „Knack“ gibt also am Ausgang nur ein Störverhältnis von etwa $1 : 10^{-4}$. Bei Wechselstrom-Schaltvorgängen hängt — entsprechend dem entstehenden Spektrum — das Störverhältnis noch vom Frequenzabstand ab; der ungünstigste Fall liegt hier bei dem benachbarten WT-Kanal mit 900 Hz vor; hier ergibt sich etwa das Dreifache des Gleichstromwertes. Wird der Schaltvorgang periodisch (Fernschreibmaschine, Wähl-

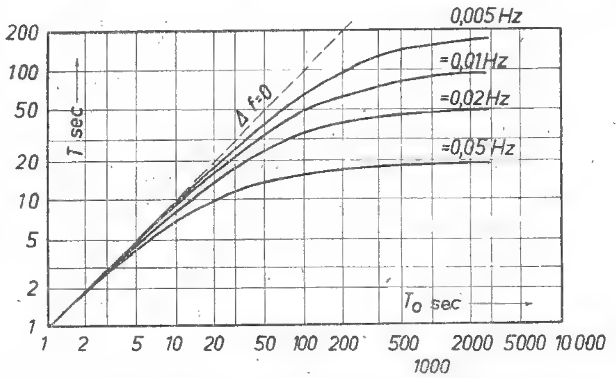


Abb. 10. Beeinflussung der Schwebungsperiode im Verwirrungsgebiet zweier Gleichwellensender bei Raumwellenübertragung (nachts) durch Gleichlauffehler der beiden Sender
T_0 = Schwebungsperiode durch Laufzeitänderungen in der Ionosphäre (bei völligem Gleichlauf); T = Schwebungsperiode; Δf = Frequenzdifferenz zwischen den beiden Gleichwellensendern

geräusch) wiederholt, so zeigt die Störspannungsamplitude starke Schwankungen, wobei die Höchstwerte bis zum Zehnfachen der für einmalige Vorgänge geltenden ansteigen. Diese Werte stimmen mit den bei Registrierung der Störspannung über viele Tage und mit Versuchstastungen des 900 Hz-Kanals an der obengenannten Schleife München—Nürnberg überein; das „Grundgeräusch“ liegt bei 0,3 ‰, wobei die Spitzenwerte nur gelegentlich 1 ‰ überschreiten.

Alle diese Schaltvorgänge äußern sich nach dem Filter in Ausschwingvorgängen der Stimmgabel in ihrer Eigenfrequenz, die entsprechend ihrer Dämpfung mit einer Zeitkonstante von etwa 3 sec abklingen. Es tritt damit neben der Normalfrequenz noch eine zweite veränderliche Spannung praktisch gleicher Frequenz auf, beide Spannungen addieren sich entsprechend ihrer zufälligen vom Schaltmoment abhängigen gegenseitigen Phasenlage. Im ungünstigsten Fall berechnet

sich die hierdurch verursachte Laufzeitverschiebung zu $\Delta\tau = \left.\frac{S}{\omega}\right| = 160 \cdot S$ [µsec] bei 1 kHz, wobei S das oben verwendete Störspannungsverhältnis darstellt; bei S = 1 ‰ schwankt die Laufzeit also um höchstens 0,16 µsec. Die hierzu gehörigen Frequenzschwankungen, die aber bei dem beschriebenen Synchronisierverfahren nicht zur Auswirkung kommen, liegen dann bei $5 \cdot 10^{-8}$; der allein wirksame Mittelwert über längere Zeiträume wird hierdurch natürlich nicht beeinflußt. Hieraus geht hervor, daß sich auch bei höchsten Anforderungen an die Gleichlaufgenauigkeit eine Normalfrequenzübertragung über den fraglichen WT-Kanal auf große Entfernungen durchführen läßt.

Anwendungsbeispiele

Die höchsten Anforderungen an die Gleichlaufgenauigkeit stellt wohl der Betrieb von Gleichwellensendern. Hierbei sollen die Frequenzabweichungen für die verschiedenen Sender möglichst unter 10^{-8} liegen. Die gelegentlich aufgestellten, noch wesentlich höheren Forderungen erscheinen kaum sinnvoll, da dadurch die Gesamtzeit einwandfreien Empfangs nicht mehr erhöht werden kann, sondern nur die Zeiten stärkerer Verzerrungen weiter auseinanderfallen. Dazu kommt, daß beim Auftreten von Raumwellen durch die bekannten Laufzeitschwankungen in der Ionosphäre schon allein Frequenzänderungen in der gleichen Größenordnung hervorgerufen werden, wie aus zahlreichen Messungen hervorgeht. In der Abb. 10 ist dargestellt, welcher Gewinn durch Steigerung der Gleichlaufgenauigkeit unter diesen Bedingungen auftritt. Die damit gegebenen sinnvollen Anforderungen werden demnach von dem beschriebenen System ohne weiteres erfüllt.

Der Aufwand zu Durchführung der Gleichlaufsteuerung ist recht gering und bei allen Sendern gleichartig. Es entfällt eben die bisher stets notwendige Einrichtung zur Frequenzteilung beim Muttersender. Bei jedem Sender wird die zugeführte Normalfrequenz durch eine Kippschaltung unmittelbar bis zur Trägerfrequenz des Senders vervielfacht. Bei den geringen Ansprüchen an Einwelligkeit der Vergleichsfrequenz ist dies ohne weiteres möglich. Da die Trägerfrequenzen im Rundfunkbereich stets Vielfache von 1 kHz darstellen, fällt immer eine Oberwelle der Normalfrequenz mit dieser zusammen. Zur Steuerung wird dann das oben mit B bezeichnete Verfahren eingesetzt.

Der Aufwand für diese Steuerung ist so gering, daß es angebracht erscheint, nicht nur Gleichwellensender, sondern alle Rundfunksender nach diesem Verfahren auf ihrem Sollwert zu halten. Es entfallen dann bei der heute so häufigen Benutzung einer Frequenz durch mehrere Sender die äußerst störenden Interferenzen, die erfahrungsgemäß den allgemeinen Empfang des größten Teils aller Sender unter den jetzigen Verhältnissen unmöglich machen. Die Umstellung auf eine andere Senderfrequenz bereitet keinerlei Schwierigkeiten, da die Regelung ohne weiteres auf allen Vielfachen von 1 kHz arbeitet.

Wesentlich geringere Anforderungen werden bei der Steuerung von Trägerfrequenzanlagen gestellt. Hier genügt selbst bei Hochfrequenzsystemen eine Übereinstimmung auf 10^{-6}, die natürlich ohne Schwierigkeiten eingehalten werden kann. Da die Normalfrequenz über alle Hauptverstärkerämter laufen soll, ist der Anschluß dieser Anlagen in einfachster Weise durchzuführen. Es ist damit eine einwandfreie Lage des Frequenzbandes nach der Rückmodelung sichergestellt.

In den Kraftwerken wird man die Normalfrequenz vor allem zur Frequenzmessung und Regulierung verwenden. Hierzu wird die Normalfrequenz durch Teilung auf 50 Hz erniedrigt. Die in Abb. 11 dargestellte Schaltung ermöglicht einen unmittelbaren direkt zeigenden Vergleich zwischen Netzfrequenz und Normalfrequenz. Zwei gleiche Kondensatoren werden von durch die beiden Frequenzen gesteuerten Relais periodisch auf eine gemeinsame Spannung aufgeladen und über einen Differentialstrommesser entladen. Dieser zeigt dann unmittelbar die Frequenzabweichung, wobei sich bei Einhaltung der Sollfrequenz der Ausschlag Null ergibt. Weiter kann die Phasenlage der Netzfrequenz gegen die Normalfrequenz in den verschiedenen Werken verglichen werden, woraus sich Schlüsse über den Betriebszustand des Netzes ziehen lassen. Zur zeitgerechten Regelung der Netze (Betrieb von Synchronuhren) wird eine mit der Normalfrequenz betriebene Uhr mit einer Netzuhr verglichen und auf Gleichlauf gehalten. Oder es wird eine Uhrenanlage nach dem nachstehend beschriebenen Verfahren synchronisiert.

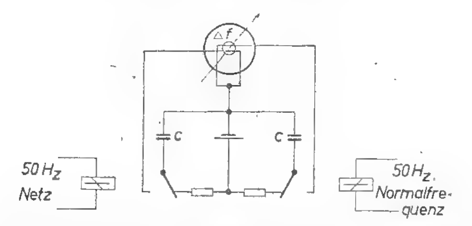


Abb. 11. Frequenzmesser mit direkter Anzeige der Abweichung einer Netzfrequenz gegen die Normalfrequenz 50 Hz (durch Frequenzteilung aus 1 kHz gebildet)

Es ist vorgesehen, die übertragene Normalfrequenz jeweils zur vollen Minute für 1/10 sec zu unterbrechen, wie dies schon in der Abb. 6 dargestellt ist. Für die Verwendung zur Synchronisierung spielt diese Unterbrechung praktisch keine Rolle, da sie nach der Stimmgabel wegen deren großer Einschwingzeit nur wenig zur Auswirkung kommt. Vor der Stimmgabel kann jedoch durch Steuerung eines Relais mit der Normalfrequenz eine exakte Zeitmarke abgenommen werden. Noch günstiger wird es sein, zur Übertragung der Zeitmarke eine zweite in den Durchlaßbereich des WT-Kanals fallende Frequenz (z. B. 1030 Hz) zu verwenden, womit jede gegenseitige Beeinflussung mit der NF vermieden wird. Das so übertragene Zeitzeichen kann insbesondere zur selbsttätigen Steuerung von Zentraluhrenanlagen dienen, indem nach einem bekannten Verfahren festgestellt wird, ob diese Zeitmarke oder der Minutenkontakt der Hauptuhr früher eintrifft. Je nachdem wird der Gang der Uhr beschleunigt oder verzögert, bis die Übereinstimmung erreicht ist. Bei der geringen Bandbreite des WT-Kanals und den Laufzeiten der Kabel können sich Verzögerungen von etwa max. 50 msec ergeben, die jedoch für den größten Teil der möglichen Anwendungen ohne Bedeutung ist. Die Zeitmarke kann natürlich auch für Zeitmessungen anderer Art herangezogen werden.

Synthetische Sprache

Mit 4 Abbildungen

Von Dr. **Meyer-Eppler**, Bonn

DK 621.392.1

Die zur verständlichen Übertragung von Sprache notwendige Frequenzbandbreite läßt sich gegenüber dem für normale Fernsprechverbindungen üblichen Wert von rund 3000 Hz ganz beträchtlich verringern, wenn man das Übertragungssystem auf eine bestimmte Sprache oder Gruppen von Sprachen zuschneidet und auf die Übermittlung nichtsprachlicher Äußerungen (z. B. von Musik) von vornherein verzichtet. Man macht dabei von der Tatsache Gebrauch, normale statistische Verteilung zeigt). Die relative daß das Zeitspektrum der Sprachschwingungen, wie es etwa in den Visible-Speech-Diagrammen [1]) vorliegt, keineswegs statistischen Charakter hat, sondern daß bestimmte Konfigurationen, nämlich die den Sprachlauten entsprechenden Teilspektren, sich immer wieder in annähernd gleicher Form einstellen. Wie Vergleiche der mit verschiedenen Sprechern aufgenommenen Visible-Speech-Diagramme zeigen, ist es möglich, für jeden Laut ein von individuellen Eigenheiten freies Normspektrum anzugeben, das also zu einem entpersönlichten, „generalisierten" Laut gehört. Abendländische Sprachen kommen mit etwa 40 generalisierten Lauten aus, entsprechend der Zahl der in ihnen vorkommenden relevanten Phoneme. Das bedeutet, daß zur Übertragung einer durch passende elektrische Mittel generalisierten Sprache ein Code von 40 Zeichen ausreicht. Es ist also nicht grundsätzlich notwendig, das ganze hörbare Spektrum zu übertragen, wenn man Sprache übermitteln will [2]). Das bedeutet auf der anderen Seite, daß ein normaler Fernsprechkanal überflüssige Information vermittelt, Information also, die nicht zur Erhöhung der Sprachverständlichkeit ausgenützt wird.

Zur Umwandlung der Sprache des sendeseitigen Teilnehmers in den Code dient ein „C o d e r", während auf der Empfangsseite ein „S p r a c h g e n e r a t o r" die Rückverwandlung der Codesignale in hörbare Sprache vornimmt.

Der Grad der erzielbaren Kompression des Frequenzbandes hängt von dem Grad der Generalisierung der Laute ab. Bei Verzicht auf natürlichen oder gar persönlichen Tonfall wird eine Bandbreite von etwa 40 Hz als zur Übertragung von Sprache (die in diesem Fall eine Art heiserer Flüstersprache wäre) ausreichend angesehen [3]). Eine Bandbreite von 400 Hz ist bereits für ein recht persönliches Klangbild ausreichend. Dabei wird eine Sprechgeschwindigkeit von 10 Lauten je Sekunde vorausgesetzt. Mit noch geringeren Bandbreiten kommt man aus, wenn nicht nur die Anzahl der möglichen L a u t e, sondern auch der zulässige W o r t s c h a t z beschränkt wird, d. h. wenn nur gewisse stereotype Mitteilungen übertragen werden („sound-group telephony").

Im Gegensatz zu der recht groben Kompression des Frequenzbandes, die bei der gewöhnlichen Telephonie durch Abschneiden des oberen und unteren Endes des Hörbereichs mit entsprechender Einbuße an Silbenverständlichkeit erzielt wird, beeinflußt die Bandbreite bei der Code-Übertragung die Silbenverständlichkeit nicht. Man kann beispielsweise ohne Beeinträchtigung der Verständigung den Grundton der stimmhaften Laute weglassen, da er keinen Beitrag zur Silbenverständlichkeit liefert, sondern nur für den

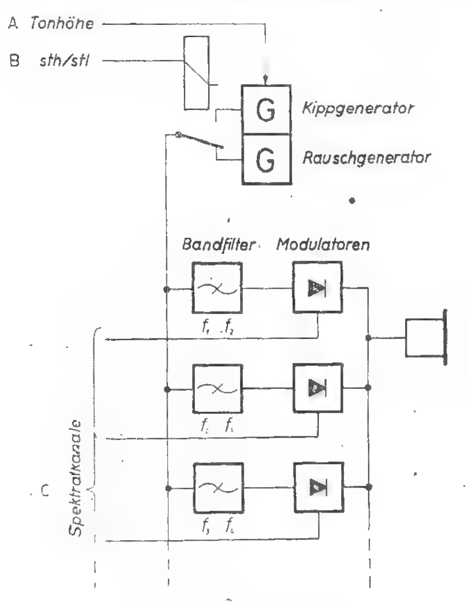


Abb. 1. Sprachgenerator

persönlichen Charakter der Sprache bedeutungsvoll ist. Die Bandbreite ist bei der Sprachübertragung mittels Code kein Q u a l i t ä t s maß, sondern nur ein Maß für die A n p a s s u n g s f ä h i g k e i t des Verfahrens an den jeweiligen Nachrichten i n h a l t.

Über Versuche mit Code-Telephonie berichten H a l s e y und S w a f f i e l d (brit. Post Office Research Station) [4]). Sie stützen sich auf die Erfahrungen, die in den Bell Telephone Laboratories mit dem Vocoder (= Voice Coder) [5]) gemacht wurden. Die Konstruktion des hierbei verwendeten Sprachgenerators ist der Wirkungsweise der menschlichen Sprechorgane nach-

[1]) Vgl. FTZ 1 (1948), Heft 9, S. 253 (Referat über Visible Speech).

[2]) Der entsprechende optische Fall liegt beim farbigen Fernsehen vor; hier kommt man mit Bandbreiten aus, die weit unter der Bandbreite des sichtbaren Lichts ($3 \cdot 10^{14}$ Hz) liegen.

[3]) Brit. Pat. 543 238.

[4]) R. J. H a s e y u. J. S w a f f i e l d, J. Instn. El. Engrs. 95, Part III (1948), S. 391. Der sehr beträchtliche schaltungsmäßige Aufwand läßt das Code-Verfahren vorerst nur dort als aussichtsreichen Wettbewerber erscheinen, wo die Kosten für die Übermittelung einer Nachricht der Bandbreite proportional sind, d. h. also beispielsweise bei transatlantischer Telephonie.

[5]) H. D u d l e y, Proc. Inst. Rad. Engrs. 28 (1940), S. 1; Bell Syst. Techn. J. 19 (1940), S. 495; J. Acoust. Soc. Amer. 11 (1939), S. 169.

gebildet; Abb. 1 zeigt ein Blockschema. Ein Kippgenerator erzeugt eine obertonreiche Schwingung, deren Frequenz sich mittels einer dem „Tonhöhenkanal" A zugeführten Gleichspannung innerhalb des Bereichs der natürlichen Sprechtonlage (d. h. zwischen etwa 90 Hz (tiefe Männerstimme) und 300 Hz (hohe Frauenstimme) beliebig wählen läßt. Während der

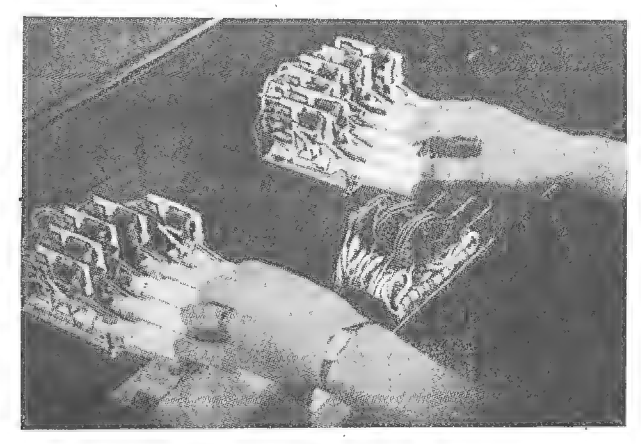


Abb. 2. Manual des Voder

Kippgenerator die stimmhaften Laute liefert, werden die stimmlosen Laute einem Rauschgenerator entnommen; ein trägheitsloses Relais führt die Umschaltung stimmhaft—stimmlos (sth/stl, Kanal B) aus. Die Kipp- oder Rauschspannung wird durch eine Reihe parallel geschalteter Bandfilter in spektrale Abschnitte zerlegt, die lückenlos aneinander anschließen und den gesamten sprachwichtigen Frequenzbereich überdecken. Normale Ansprüche an die Sprachqualität lassen sich mit 10 gleichmäßig auf den Bereich zwischen 0 (bzw. 250) und 3500 Hz verteilten Filtern befriedigen. Auch Filter mit konstanter relativer Bandbreite (z. B. Vierteloktavsiebe) können zweckmäßig sein [6]). Die Stärke der den einzelnen Filtern entnommenen Wechsel- bzw. Rauschspannungen wird mit Hilfe von Regelgliedern (Modulatoren), die durch Gleichspannungen aus den „Spektralkanälen" C betätigt werden, auf das dem Spektrum eines zu produzierenden Lautes entsprechende Maß herabgesetzt, alle Spannungen sodann (gegebenenfalls nach nochmaliger Siebung durch Bandfilter) addiert und dem Fernhörer des empfangenden Teilnehmers zugeführt.

Mit dem beschriebenen Sprachgenerator lassen sich zunächst alle Vokale (stimmhafte mit dem Kippgenerator, stimmlose [d. h. geflüsterte] mit dem Rauschgenerator) und die stimmlosen Reibelaute (s, sch, f, ch usw.) herstellen. Die stimmhaften Nasallaute m, n und ng sind — physikalisch gesehen — Vokale; zur Bildung von l, r, stimmhaftem s, w, j usw. ist ebenfalls der Vokalmechanismus zu verwenden, doch erhöht hier die Zugabe von Rauschspannung die Deutlichkeit. Die Verschlußlaute (p, t, k, b, d, g) schließlich werden dadurch erzeugt, daß man bei eingeschaltetem Rausch- oder Rausch-Kippgenerator einzelnen Filtern einen Schaltimpuls zuleitet.

An Stelle der Bandfilter mit festem Durchlaßbereich könnte man auch eine Anzahl von Formantfiltern mit fester Bandbreite und variabler Bandmitte vorsehen, wobei dann jedes Filter über zwei Kanäle (Formantlage und -stärke) zu beeinflussen wäre. Vokale lassen sich auf diese Weise, wie K. W. Wagner gezeigt hat [7]), sogar mit völliger Treue der individuellen Färbung herstellen.

Die zur Steuerung des Sprachgenerators erforderlichen, verhältnismäßig langsam veränderlichen Gleichspannungen werden sendeseitig durch den Coder erzeugt, der entweder 1. manuell (durch Tasten) oder 2. durch ein Registrierband oder schließlich unmittelbar durch die Sprache des sendeseitigen Teilnehmers betätigt wird. Alle drei Verfahren sind praktisch ausgeführt worden, und zwar (1) im Voder, (2) im Rückspielgerät für Visible Speech und (3) im Vocoder und in der Code-Telephonie.

1. Der Voder (= **Voice-Operation Demonstrator**) [8]) ist weniger ein Gerät zur Nachrichtenübermittlung als ein Instrument für phonetisch-akustische Forschungen. Er besitzt ein klavierähnliches Manual (Abb. 2). Die weißen Tasten regeln die Spannungen in den Filterkanälen, d. h. also die Formantverteilung, die drei schwarzen Tasten liefern Impulse für die Verschlußlaute, ein vom linken Handgelenk zu betätigender Schalter nimmt die Umschaltung stimmhaft—stimmlos vor und ein Pedal schließlich regelt die Tonhöhe der stimmhaften Laute.

2. Das Rückspielgerät für Visible Speech [9]) entstand als Lösung der Aufgabe, die als Schwarz-Weiß-Muster beim Visible-Speech-Verfahren aufgenommenen Sprachspektren wieder in die ursprüng-

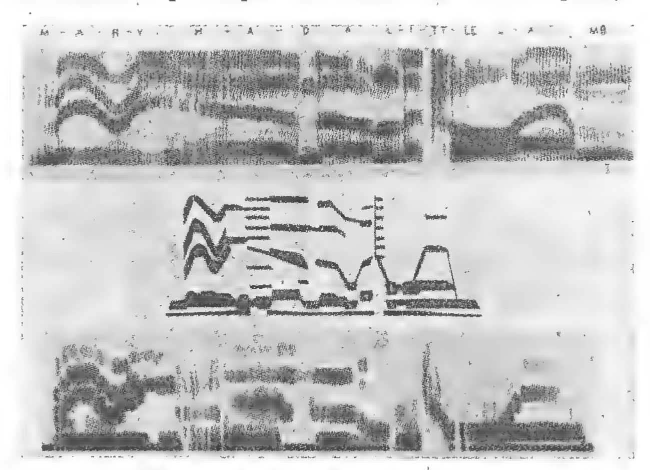


Abb. 3. a) Visible-Speech-Diagramm; b) daraus abgeleitetes Schwarz-Weiß-Muster; c) Diagramm der synthetischen Sprache

liche Sprache zurückzuverwandeln („Playback"-Verfahren). Abb. 3 zeigt unter a) das Visible-Speech-Diagramm des Satzes „Mary had a little lamb", unter b) das daraus abgeleitete und zum Zwecke der lichtelektrischen Abtastung schematisierte Schwarz-Weiß-Muster. Man fasse dieses Muster als aus 13 in der Ordinatenrichtung dicht nebeneinanderliegenden Tonspuren in Zackenschrift bestehend auf. Zwischen den einzelnen Tonspuren könnten grundsätzlich deutliche Zwischenräume gelassen werden, doch wurde die vorliegende Darstellung gewählt, um den Zusammenhang

---

[6]) Halsey u. Swaffield verwenden folgende Unterteilung: 250 — 400 — 600 — 850 — 1150 — 1450 — — 1750 — 2100 — 2500 — 2950 — 3500 Hz.

[7]) K. W. Wagner, Abh. Preuß. Akad. Wiss. (phys.-math. Kl.) 1936, Nr. 2.

[8]) H. Dudley, R. R. Rieß u. S. S. A. Watkins, J. Frankl. Inst. 227 (1939) 739; Bell Lab. Rec. 26 (1948) 333.

[9]) L. O. Schott, Bell Lab. Rec. 26 (1948), S. 333.

mit dem Visible-Speech-Diagramm herauszustellen. Die 13 Tonspuren sind 13 Photozellen zugeordnet, die die Gleichspannungen für die Spektralkanäle und den Tonhöhenkanal liefern. Die Umschaltung stimmhaft—stimmlos wird durch die im Tonhöhenkanal bei stimmhaften Lauten auftretende Spannung selbsttätig bewirkt. Die auf diese Weise erhaltene Sprache ist natürlich gegenüber der Originalsprache vereinfacht; ihr Visible-Speech-Diagramm 3c zeigt dies deutlich.

Von grundsätzlicher Bedeutung dürfte die Möglichkeit sein, Schwarz-Weiß-Muster nach 3b durch Buchdruck auf Papier oder transparenter Folie zu vervielfältigen und epi- oder diaskopisch abzutasten. Da es sich um eine endliche Anzahl von Lauten bzw. Lautverbindungen handelt, kann der Druck mittels Lettern im Hand- oder Maschinensatz erfolgen; er stellt dann

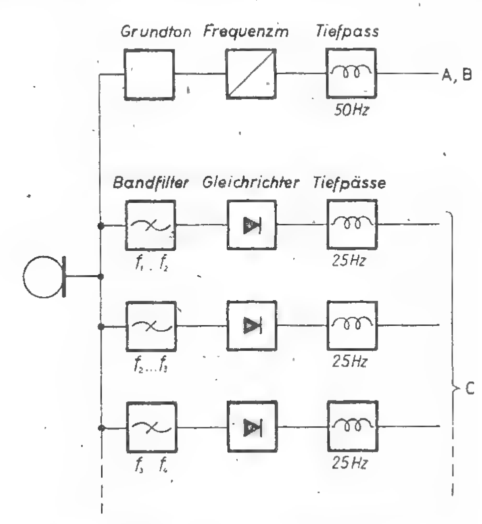


Abb. 4. Coder für synthetische Telephonie

das bisher ökonomischste Verfahren zur Fixierung von gesprochenem Text auf Tonbändern oder sogar auf Buchseiten dar.

3. Beim Vocoder[10]) und in der Code-Telephonie[11]) werden die zur Speisung der Übertragungskanäle notwendigen Spannungen durch Spektralanalyse aus den Sprachschwingungen des sendeseitigen Teilnehmers gewonnen. Das Schema des Coders ist in Abb. 4 wiedergegeben. Die Mikrophonströme verteilen sich auf einen Tonhöhenzweig und mehrere Spektralzweige. Im Tonhöhenzweig (A, B) wird zunächst der Grundton der stimmhaften Laute durch nichtlineare Verzerrung hervorgehoben und sodann in einem beispielsweise auf dem Prinzip der Kondensatorladung beruhenden Frequenzmesser oder an einem Netzwerk von sehr hoher Flankensteilheit zwischen 90 und 300 Hz in eine der Tonhöhe proportionale Gleichspannung verwandelt. Ein Tiefpaß hält dem Tonhöhenkanal alle Frequenzen über 50 Hz fern. Um zu verhindern, daß bereits der Störpegel den Stimmton auslöst, werden schwache Signale im Tonhöhenkanal bereits vor der Frequenzmessung durch einen Kleinstwertbegrenzer unterdrückt. In den Spektralkanälen nehmen Bandfilter, deren Durchlaßbereich mit dem der empfangsseitigen Filter übereinstimmt, eine Analyse der Sprachschwingungen in einzelne Frequenzbänder nach Art des Tonfrequenzspektrometers vor. Gleichrichter mit anschließenden 25 Hz-Tiefpässen lassen in die Spektralkanäle C nur eine dem zeitlich veränderlichen Effektivwert der Filterausgangsspannungen entsprechende Gleichspannung gelangen. Um unabhängig von der Sprechstärke des sendeseitigen Teilnehmers immer im wirksamen Arbeitsbereich der nichtlinearen Glieder des Coders sowohl wie des empfangsseitigen Sprachgenerators zu bleiben, wird vor der spektralen Zerlegung eine Dynamikkompression vorgenommen, der auf der Emfangsseite eine entsprechende Dynamikexpansion folgt. Die Messungen von Halsey und Swaffield ergaben eine Silbenverständlichkeit von 83 bis 85 %; akustische Störgeräusche auf der Sendeseite machten sich stärker als bei normaler Telephonie bemerkbar.

Zur Übertragung der Codesignale auf große Entfernungen faßt man die verschiedenen Kanäle zweckmäßigerweise zu einem einzigen Kanal zusammen, wofür entweder die aus der Trägertelephonie bekannten Verfahren oder eine Impuls-Code-Modulation Verwendung finden können. Für das letztere Verfahren spricht vor allem der empirische Befund, daß in den Spektralkanälen 10 diskrete Amplitudenniveaus und im Tonhöhenkanal 20 Tonhöhenniveaus in allen Fällen ausreichen.

[10]) Siehe Fußnote 5.
[11]) Siehe Fußnote 4.

Zeitschriftenlese

DK 654.195 : 621.396.44

Rundfunkübertragung über Trägersprechsysteme
(Program Transmission over Broadband Carrier Systems). Von R. W. Chesnut. Bell Laboratories Record, Bd. XXVI, Nr. 9, September 1948, S. 377—382.

Es wird eine Einrichtung beschrieben, die gestattet, einen Rundfunkkanal an Stelle von 3 Trägersprechkanälen des K- oder L-Systems einzufügen, und zwar werden in der allgemein bei diesen Systemen verwendeten Grundgruppe 60 ... 108 kHz die Kanäle 6,7 und 8 (80 bis 88 kHz Nullfrequenz, untere Seitenbänder) ersetzt. Der Rundfunkkanal überträgt 40 bis 8000 Hz. Als Träger wird die Frequenz 88 kHz benutzt. Wegen der Gefahr der Modulation dieses Trägers, z. B. auf Zwischenämtern durch 60 Hz-Stromversorgung, muß er besonders gut unterdrückt werden. In den Ringmodulatoren enthalten daher die Einzelzweige zur Verbesserung des Abgleichs statt einer je 16 Kupferoxydzellen (Verringerung der relativen Streuung der Widerstände). Auch muß das Übersprechen von Nachbarträgern auf die 88 kHz-Trägerstromversorgung durch ein Bandfilter verhindert werden. Phasenausgleich ist für die tiefen Programmfrequenzen im Trägerfrequenzband, für die hohen Programmfrequenzen im Niederfrequenzband vorgesehen. Die Übertragungsrichtung kann automatisch (mit einem 78 kHz-Zeichen) umgeschaltet werden. Auch sind Einrichtungen für Zwischenverstärkerämter des K-Systems entwickelt, die unterwegs die Abnahme eines Programms, das hier zwischen 32 und 44 kHz liegt, und gleichzeitig die Einbringung eines anderen Programms ermöglichen. Entsprechende Einrichtungen bestehen für die Koaxialkabel. Verbindungen zwischen Ost- und Westküste der USA. werden damit auf Kabeln zuverlässig möglich sein.
Über Dynamik- und Geräuschwerte sind keine Zahlenangaben gemacht. Bm. 7/2

Mathematische Theorie der Nachrichtenübermittlung. (C. E. Shannon, A mathematical theory of communication. Bell Syst. Techn. J. 27 (1948), S. 379—423.)

Von besonderer Wichtigkeit für die Beurteilung der Leistungsfähigkeit von Fernmeldeverfahren, insbesondere den in zunehmendem Maße sich einbürgernden verschiedenen Arten von Impulsmodulation, ist die Angabe der theoretischen Leistungsgrenze. Auf den Theorien von Nyquist und Hartley aufbauend, entwickelt Shannon die mathematischen Grundlagen, die eine statistische „Anpassung" der Nachrichtenquelle an das zur Übermittlung verwendete System ermöglichen. Die aneinander anzugleichenden Größen werden als „Entropie" der Nachrichtenquelle und „Kapazität" des Übertragungskanals bezeichnet.

Eine Berechnungsformel für die Kapazität C lautet: $C = \log^2 x_0$. Die Zahl x_0 ist dabei die größte reelle Wurzel der Gleichung $x^{-z_1} + x^{-z_2} + \cdots = 1$, worin z_1, z_2 usw. die relative Dauer der verschiedenen zur Bildung von Buchstaben verwendeten Elemente (symbols) bezeichnen, zum Beispiel der Punkte, Striche und Zwischenräume beim Morsealphabet; die Durchführung der Rechnung liefert für das letztere eine Kapazität $C = 0{,}539$. Die Entropie der Nachrichtenquelle ergibt sich im einfachsten Falle zu $H = -\sum_i p_i \log^2 p_i$; dabei bezeichnet p_i die für die verwendete Sprache (im allgemeinen Sinn, also auch Code) charakteristische relative Häufigkeit des i-Buchstabens des Alphabets. Die größtmögliche Entropie ist vorhanden, wenn alle n zum Aufbau der Sprache verwendeten Buchstaben gleich häufig sind; dann ist $H_{max} = \log^2 n$. Bei gegebenem Alphabet wird eine Sprache am besten durch die relative Entropie H/H_{max} gekennzeichnet. Diese ist um so größer, je mehr verschiedene Wörter von einer bestimmten Buchstabenzahl in der betreffenden Sprache gebildet werden. So hat beispielsweise englischer Klartext eine relative Entropie von etwa 0,5 (d. h. die Hälfte aller Buchstaben eines Satzes ist durch die Struktur der Sprache bestimmt, während die andere Hälfte eine normale statistische Verteilung zeigt). Die relative Entropie von Basic English dagegen, das nur über 850 Wörter verfügt, liegt wesentlich niedriger; praktisch macht sich das bei der Übersetzung in Basic English dadurch bemerkbar, daß die Sätze viel länger werden.

Um die Kanalkapazität auszunutzen, muß die Entropie der Quelle ihr angepaßt werden. Dies geschieht durch Verschlüsselung (encoding). Abgesehen von der Geheimhaltung wird hierdurch eine Kompression der Nachricht erreicht, die im günstigsten Fall den Wert H/H_{max} erreichen kann. Diese Wirkung der Verschlüsselung beruht darauf, daß den häufigsten Buchstabenverbindungen die kürzesten Zeichen zugeordnet werden. Allgemein muß die Dauer des Schlüsselwortes proportional dem dyadischen Logarithmus der reziproken relativen Häufigkeit des entsprechenden Klartextwortes sein. Um ein gegebenes Übertragungssystem voll auszulasten, muß man unter allen Umständen $C \leq H$ machen. Je größer der Kapazitätsüberschuß ist, desto besser ist die Nachricht gegen Verstümmelungen durch äußere Störungen geschützt. Wenn $C \geq H$ wird, bleibt ein Teil der Nachricht auf der Empfängerseite mehrdeutig. Bei genügender, aber durchaus endlicher Kanalkapazität kann man jede Nachricht durch einen gestörten Kanal hindurch absolut sicher übertragen, wenn das Schlüsselverfahren passend gewählt wird. M-E.

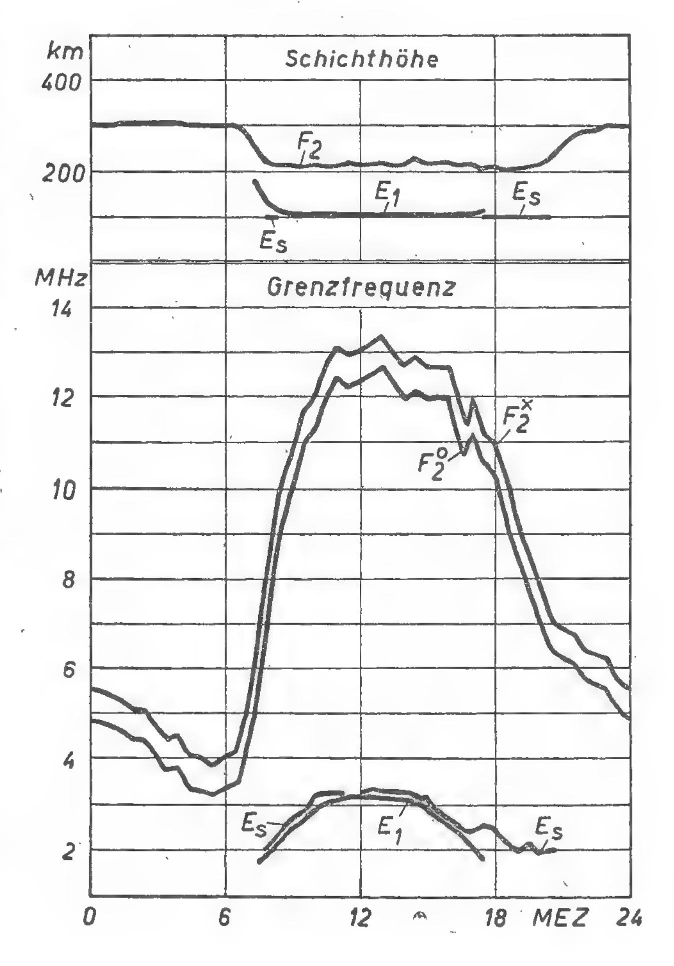
Die Ionosphäre über Mitteldeutschland im Februar 1949

Monatsmittelwerte aus Messungen des Instituts für Ionosphärenforschung in der Verwaltung der Max-Planck-Gesellschaft, Lindau über Northeim/Han.

Besondere Ereignisse im Februar 1949: In der Zeit vom 12.—21. 2. lagen die Grenzfrequenzen der F_2-Schicht unerwartet hoch. Am 14., 16. und 17. 2. überschritt die ordentl. Komponente in den Mittagsstunden mehrmals 14 MHz. Der höchste beobachtete Wert war 14,6 MHz am 16. 2. um 10.30 h MEZ.

Störungen traten zu folgenden Zeiten (MEZ) auf: 6. 2. 49, 19.00 h bis 8. 2. 49, 08.00 h; Mittagsgrenzfrequenzen am 7. 2. etwa 40 % unter Normal. 11. 2. 49, 04.30 h—18.30 h; Mittagsgrenzfrequenzen 20—25 % unter Normal. 22. 2. 49, 02.00 h—19.00 h; Vormittagsgrenzfrequenz 40 % unter Normal. 27. 2. 49, 04.00 h—18.00 h; Mittagsgrenzfrequenz etwa 20 % unter Normal. Außerdem wurden Mögel-Dellinger-Effekte an folgenden Tagen beobachtet:

1. 2. 49	13.20 h—13.45 h	stark
11. 2. 49	12.00 h—12.25 h	stark
13. 2. 49	11.00 h—11.20 h	gering



Mittlere Werte für Monat Februar 1949

Schichthöhe: E_1: normale E-Schicht, E_s: abn. E-Schicht, F_2: F_2-Schicht. — Grenzfrequenz: E_1: normale E-Schicht, E_s: abnormale E-Schicht, F_2^0: ord. Komponente der F_2-Schicht, F_2^x: a. o. Komponente der F_2-Schicht

Dieminger

Buch- und Zeitschriftenlese

Veröffentlichungen des Verlages „Allgemeine Rundfunktechnik" (Bielefeld, Postfach 41).

Der Verlag hat es sich zur Aufgabe gemacht, dem Praktiker der Rundfunktechnik in einer Anzahl von Schriftenreihen die erforderlichen Unterlagen für seine Arbeit zu liefern. Angesichts des weithin herrschenden Mangels an Fachliteratur sind diese Veröffentlichungen, die sämtlich in leicht verständlicher Form gehalten sind, besonders zu begrüßen. Die „Lehrhefte der Rundfunktechnik", die in Zusammenarbeit mit der bizonalen Fachgruppe Rundfunkmechanik herausgegeben werden, bringen eine Einführung in die physikalischen und technischen Grundlagen, wobei auf größte Anschaulichkeit der Darstellung Wert gelegt wird. Bisher sind die Hefte „Der Gleichstrom", „Das magnetische Feld und der Wechselstrom", „Empfänger und ihre Bauelemente" (in drei Heften) und „Technisches Zeichnen" erschienen.

Eine weitere Schriftenreihe bringt Tabellen und praktische Anweisungen für Radiotechniker und Bastler. Zwei Tabellensammlungen enthalten die Daten der wichtigsten europäischen und amerikanischen Röhren; besonders begrüßen wird der Praktiker auch das Röhrenaustausch-Lexikon. Auch die Anweisungen zum Selbstbau von Meß- und Prüfgeräten, wie Schwebungssummern, Röhrenvoltmetern, Meßbrücken und dgl., werden für viele Werkstätten erwünscht sein, zumal sie sich nicht auf allgemeine Angaben beschränken, sondern genaue Einzelheiten darstellen und dabei auch die gegenwärtigen Schwierigkeiten in der Beschaffung von Einzelteilen berücksichtigen. Aus der Praxis für die Praxis stammen ferner Anleitungen über „Abgleich von Superhet- und Geradeausempfängern", „Rundfunkbandfilter" und ähnliches. Zu erwähnen sind schließlich Radio-Schaltschemata für sämtliche deutschen und österreichischen Geräte mit Prüf- und Abgleichanweisungen.

Die Veröffentlichungen werden weiter fortgesetzt; hoffentlich ist es dem Verlag möglich, die Qualität der Ausstattung zu verbessern, so daß vor allem die Schaltbilder und Photos besser zur Wirkung kommen.

Der laufenden Unterrichtung und Belehrung des Rundfunkpraktikers dient auch die vom gleichen Verlag herausgegebene Zeitschrift „Die Allgemeine Rundfunktechnik", von der vor kurzem die erste Nummer erschienen ist. Ri.

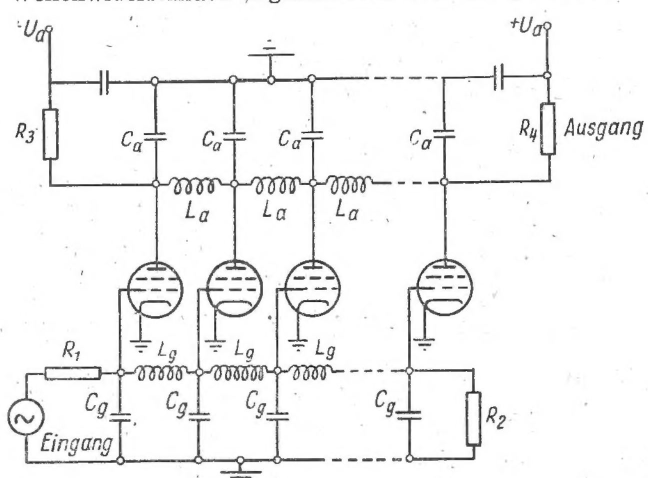
DK 621.394.641

„Verteilte" Verstärkung (Ginzton, Hewlett, Jasberg, Noe. Proc. I.R.E., August 1948, Seite 956—969). Mit 1 Abbildung.

Das Prinzip der „verteilten" Verstärkung ermöglicht die Konstruktion von Verstärkern mit Bandbreiten bis zu mehreren 100 MHz. Das Verfahren hat eine gewisse Ähnlichkeit mit dem Prinzip der Wanderwellenröhre, jedoch mit dem Unterschied, daß die Wanderwellenröhre infolge der sich ergebenden Röhrenabmessungen praktisch nur für Frequenzen oberhalb von etwa 1000 MHz in Frage kommt, während das Hauptanwendungsgebiet der verteilten Verstärkung unterhalb dieser Grenze liegt, wobei auch die Gleichstromverstärkung mit eingeschlossen ist. Die obere Grenze des erfaßbaren Frequenzbandes ist lediglich durch den Elektronenmechanismus in der Röhre selbst, nicht aber durch die elektrischen Daten der angeschlossenen Kreise gegeben.

Der Grundgedanke der Erfindung wurde bereits in einem britischen Patent von Percival 1936 ausgesprochen, jedoch merkwürdigerweise nicht weiter verfolgt. Üblicherweise wird bekanntlich die Grenze der Verstärkung durch das S/C-Verhältnis bestimmt; erhöht man z. B. in einer Stufe die Steilheit durch Parallelschaltung von zwei Röhren, dann addieren sich gleichzeitig die Ein- und Ausgangskapazitäten, und das S/C-Verhältnis ist ungeändert. Der Grundgedanke der verteilten Verstärkung besteht nun darin, daß die Röhren in einer Weise „parallelgeschaltet" werden, bei der sich die Kapazitäten nicht addieren; Ein- und Ausgangsröhrenkapazitäten werden schaltungsmäßig als Parallelkapazitäten einer künstlichen Leitung verwendet.

Eine nach diesem Prinzip aufgebaute Schaltung ist schematisch in der Abbildung dargestellt. Die Gitterkapazitäten C_g bilden zusammen mit den Induktivitäten L_g die gitterseitige Leitung, die Anodenkapazitäten C_a zusammen mit den Induktivitäten L_a die anodenseitige Leitung. Beide Leitungen besitzen die gleiche Fortpflanzungsgeschwindigkeit und sind jeweils mit ihren Wellenwiderständen abgeschlossen. Auf der gitterseiti-



gen Leitung erzeugt ein Generator eine fortschreitende Welle konstanter Amplitude; auf der anodenseitigen Leitung addieren sich die von den einzelnen Röhren gelieferten Spannungen in bezug auf die nach rechts laufenden Wellen phasenrichtig, während die nach links laufenden Wellen in dem rückwärtigen Abschlußwiderstand R_3 vernichtet werden. Die Ausgangsspannung ist somit der Röhrenzahl direkt proportional; eine Verstärkung läßt sich also sogar dann noch erreichen, wenn die Verstärkung je Röhre kleiner als 1 ist.

Die abgebildete Anordnung wird von den Verfassern als „Stufe" bezeichnet. Es ist möglich, mehrere solcher Stufen in Kaskade zu schalten. Man erhält einen bestimmten Verstärkungsgrad mit einem Minimum an Röhrenzahl dann, wenn man die Gesamtanordnung so bemißt, daß jede einzelne Stufe auf den e-fachen Wert verstärkt. Die Zahl der pro Stufe benötigten Röhren hängt von der Röhrentype und von der gewünschten Bandbreite ab.

Weitere Ausführungen betreffen Abwandlungen der abgebildeten Schaltung mit dem Ziel, den Verlauf des Frequenzganges in dieser oder jener Richtung zu beeinflussen. (Bei Verwendung der Grundschaltung steigt die Verstärkung in der Nähe der Grenzfrequenz der künstlichen Leitung stark an.) Für Frequenzen über 100 MHz müssen die Einflüsse der Zuleitungs-Blindwiderstände sowie die Dämpfungsverluste im Gitterkreis berücksichtigt werden.

Hinsichtlich der Empfindlichkeit eines derartigen Verstärkers ist von Bedeutung, daß bei richtiger Dimensionierung das Widerstandsrauschen im Eingangskreis praktisch allein maßgebend ist. Mit einem zwei-„stufigen" Verstärker, der pro Stufe 7 Röhren des Typs 6 AK 5 enthielt, konnte bei einer Bandweite von 0 bis 200 MHz eine Verstärkung von 18 db erzielt werden. Weitere Veröffentlichungen über ausgeführte Verstärkerschaltungen werden angekündigt. Ri.

Entwicklungsfragen des Weltfernsprechens.
(M. Kluge, ETZ 69 (1948), Nr. 2, Seite 45—52, 9 Abb.)

Die vorliegende Arbeit gibt einen bereits im Jahre 1942 in Berlin gehaltenen Vortrag wieder. Wenn auch naturgemäß manche der Ausführungen des Verfassers in verschiedener Richtung heute ergänzt werden

müssen (vgl. z. B. K. A. Herz, Ausblick auf die wesentlichen Neuerungen in der Fernsprechtechnik, FTZ 1 (1948), Nr. 1, Seite 3), so haben sie doch ihren besonderen Wert vor allem für den Nichtspezialisten, der sich einen raschen Überblick über die wesentlichen Fragen dieses Gebietes verschaffen will. Besonders anschaulich stellt der Verfasser den historischen Werdegang der Übertragungswege von der Freileitung über die pupinisierten Niederfrequenzkabel bis zu den Trägerfrequenzkabeln, den koaxialen Kabeln und den Dezimeterstrecken dar. Auch die parallel hierzu verlaufende Entwicklung der Zwischenverstärkertechnik wird geschildert, wobei die Verringerung der Verzerrungen und die Erhöhung der Stabilität durch Gegenkopplung eingehend diskutiert werden. Der Umfang der Gefährdung von Trägerfrequenzsystemen durch Röhrenausfall wird für die verschiedenen Systeme zahlenmäßig dargestellt. Diese Gefährdung zwingt zur Entwicklung von Verstärkern mit automatisch wirkenden Ersatzschaltungen und fördert damit auch die aus anderen Gründen angestrebte Schaffung unbemannter Verstärkerämter. Von den Trägerstrom-Endeinrichtungen wird das ME-(Mehrfach-Einzelgespräch-) System mit seinem Prinzip der Zusammenschaltung auswechselbarer Baugruppen näher erläutert. Ri.

DK 621.395.8

Überblick über die Frage der Bestimmung der Fernsprechübertragungsgüte (Survey of the Telephone Transmission-Rating Problem). Von L. C. Pocock. El. Communication, Bd. 25, Nr. 3, September 1948, S. 256—277 und gleichlautend im Journ. of the Inst. of El. Engineers, Bd. 95, Nr. 36, Juli 1948, S. 253—270, hier mit Diskussion.

Nach einer Einführung in die Vielseitigkeit des Problems wird das in den USA. entwickelte Verfahren zur Bestimmung der Fernsprechübertragungsgüte herausgehoben, bei dem die Zahl der Rückfragen der Teilnehmer innerhalb 100 Gesprächssekunden ein Maß für die Übertragungsgüte ist. Auch das CCIF hat 1938 nach langen Erörterungen den Schluß nicht von der Hand weisen können, daß die Beobachtung der Rückfragehäufigkeit das beste bisher bekannte Maß sei. Die ATT hat die Möglichkeit, die nötige große Zahl von Beobachtungen ohne Verletzung des Fernsprechgeheimnisses in dem internen Firmennetz durchzuführen, das sie zusammen mit den Bell Laboratories betreibt. In Europa dagegen kam das Verfahren bisher kaum zur Anwendung, weil die Verwaltungen den dafür erforderlichen großen Aufwand scheuen, der wegen der Verschiedenheit der nationalen Netze für jedes Land besonders gemacht werden müßte. Unter diesen Umständen berichtet der Verfasser über die Fortsetzung der alten Bemühungen, für die nächste Zeit, in der in Europa keine Rückfragebeobachtungen zur Verfügung stehen werden, eine Verbindung zwischen der Bestimmung der Übertragungsgüte durch Verständlichkeitsmessungen und der Bestimmung durch Rückfragebeobachtungen herbeizuführen. Insbesondere hat man im praktischen Betriebe mit Mängeln in der Hörfähigkeit oder auch nur in der Apparathaltung zu rechnen; daher muß man bei Verständlichkeitsmessungen im Labor von vornherein eine höhere Dämpfung vorgeben als sie in der Wirklichkeit auftritt. Auch das Verhalten der Teilnehmer beim Sprechen und ihre Reaktion auf Rückhören usw. ist in Ansatz zu bringen. Durch Überlegungen über die Streuung der verschiedenen Betriebsbedingungen wird versucht, die Ergebnisse der Silbenverständlichkeitsmessungen zu einem wenigstens annähernd so passenden Maß der Übertragungsgüte zu machen, wie es die Rückfragehäufigkeit ist; dabei erscheint es zweckmäßig, die Messungen an die Gütegrenze zu verschieben, die für den Betrieb entscheidend ist. — In den letzten 25 Jahren hat die Verbesserung der Fernsprechtechnik zu einer Erhöhung der Übertragungsgüte geführt, die man, als Dämpfung ausgedrückt, mit etwa 13 db bemessen müßte, während die übliche Bezugsdämpfungsmessung davon nichts merken läßt. (Von diesen 13 db sind zuzuschreiben: 6 db der Verminderung des Rückhörens, und zwar davon 4 db, weil lauter gesprochen wird, und 2 db, weil das Raumgeräusch weniger wirksam ist —, ferner 5 db der Verbesserung der Mikrophone und Fernhörer und 2 db der Erweiterung des Übertragungsbereichs von 2600 auf 3000 Hz.) Es scheint nicht unangebracht, davon etwa 6 db zur Verringerung der Kosten durch Verwendung dünnerer Leiter im Ortsnetz zu verwenden. Jedenfalls ist eine Verknüpfung der einzelnen Faktoren, die die Übertragungsgüte bestimmen (Dämpfung, Geräusch, Verzerrung usw.), mit den Fragen der Wirtschaftlichkeit über ein passend gewähltes Maß der Übertragungsgüte möglich. Der Überblick beschäftigt sich abschließend mit den anderen zur Bestimmung der Übertragungsgüte vorgeschlagenen Verfahren, z. B. der Bestimmung der unmittelbaren Sinnverständlichkeit und geht auch auf die einschlägigen deutschen Arbeiten ein. In der anschließenden Diskussion wurden u. a. Zweifel laut, ob wirklich die Beobachtung der Rückfragehäufigkeit das zweckmäßigste Meßverfahren für die Übertragungsgüte sei. Bm.

Koaxiales Kabel in Frankreich

Am 29. Juli 1947 wurde das erste koaxiale Kabel in Frankreich (Paris—Toulouse) in Betrieb genommen. Das Kabel ist 700 km lang und durchläuft 42 Verstärkerämter, davon 29 unbemannte mit Fernzündung. Es ist für 600 Fernsprechverbindungen vorgesehen. (Journ. d. Téléc. 10/1947) Gre.

Electrical Communication, Band 25, Nr. 4, Dez. 1948, S. 319—327: Lewis u. Mann, Ferdinand Braun, der Erfinder der Kathodenstrahlröhre (Ferdinand Braun — Inventor of the Cathode-Ray Tube. — S. 328—333: Die Geschichte des Copperweld-Drahtes (The Story of Copperweld). — S. 334—336: Young, Die Richtungen, in denen sich der Bau militärischer Elektronengeräte vollzieht (Trends in Military Electronic-Equipment Design). — S. 337—362: Cleaver, Entwicklung selbsttätiger Adcock-Peilfunkempfänger für Einfachempfang zur Verwendung im Frequenzband 100 — 150 MHz (Development of Single-Receiver Automatic Adcock Direction-Finders for Use in the Frequency Band 100 — 150 Megacycles per Second). — S. 363—372: Cleaver, Mitteilung über ein Funkortungsverfahren auf nahe Entfernungen bei Benutzung gemodelter ungedämpfter Wellen (Note on a Short-Range Radio Position-Finding System Using Modulated Continuous Waves). — S. 373—385: Holloway, Aufbau einer Ionisations-Manometerröhre Design of an Ionization Manometer Tube). — S. 386—413: Montgomery, Fernsprechleitungen für den Fernverkehr (Long-Distance Telephone Communication Circuits). — S. 414—420: Clavier, Die Berechnung der Übertragungsnutzleistung nach Hartleys Formel für den Nachrichteninhalt (Evaluation of Transmission Efficiency According to Hartley's Expression of Information Content).

Wireless World, Band LV, Nr. 2, Februar 1949, S. 42—44: Fernsehen im Kino (Television in the Cinema). — S. 45—47: „Diallist", Der Warnungswinker — Ein stromsparender Anzeiger für Batterieempfänger (The Warning Winker — Economical Indicator for Battery Sets). — S. 47: Bennington & Prechner, Kurzwellenverhältnisse (Short-Wave Conditions). — S. 48—50: James, Einfache Tonblendeschaltung (Simple Tone Control Circuit). — S. 50—51: Sowerby, Elektrodenschaltung Electronic Circuitry). — S. 53—54: Stedman, Funkarithmetik (Radio Arithmethik). — S. 56—60: Bennington, Überblick über die Ionosphäre 1948 (Ionosphere Review: 1948). — S. 61—65: Fernseh-Überlagerungsempfänger (Superheterodyne Television Unit). — S. 69—74: „Cathode Ray", Magnetische Verstärker (Magnetic Amplifiers).

In Heft 9 ist auf Seite 238, Zeile 16, bedauerlicherweise ein Fehler unterlaufen. Es muß heißen: Es ist $p_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$, $\text{tg}\, \varphi_n = b_n / a_n$.